

VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

ДИОДЫ И ТИРИСТОРЫ в преобразовательных установках



Москва Энергоатомиздат 1992

ББК 32.852

Д44

УДК 621.382.2/3.001.5

Рецензент канд. техн. наук С. Н. Флоренцев

Диоды и тиристоры в преобразовательных уста-
Д44 новках/М. И. Абрамович, В. М. Бабайлов, В. Е. Либер
и др.—М.: Энергоатомиздат, 1992.—432 с.: ил.

ISBN 5-283-00670-0

Рассмотрены режимы работы диодов и тиристоров, разработана методика их выбора для применения в системах преобразовательных установок (устройств). Описаны методы обеспечения надежной работы диодов и тиристоров. Приведены примеры расчетов.

Для специалистов, занимающихся разработкой, проектированием и эксплуатацией полупроводниковых преобразовательных устройств.

Д $\frac{2202070500-067}{051(01)-92}$ 79-91

ББК 32.852

Производственно-практическое издание

Абрамович Марк Иосифович

Бабайлов Вениамин Михайлович

Либер Виктор Евсеевич

Сакович Анатолий Алексеевич

Шпер Владимир Львович

ДИОДЫ И ТИРИСТОРЫ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТАНОВКАХ

Зав. редакцией *М. П. Соколова*

Редактор *И. Н. Суслова*

Художественные редакторы: *В. А. Гозак-Хозак, А. А. Белоус*

Технический редактор *Т. Ю. Андреева*

Корректор *Л. С. Тимохова*

ИБ № 2636

Сдано в набор 06.09.91. Подписано в печать 24.12.91. Формат 60×88¹/₁₆. Бумага офсетная № 2. Гарнитура Таймс. Печать офсетная. Усл. печ. л. 26,46. Усл. кр.-отг. 26,70. Уч.-изд. л. 28,47. Тираж 8500 экз. Заказ 3127. С067

Энергоатомиздат. 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография» Министерства печати и информации Российской Федерации. 113054, Москва, Валуевская, 28.

ISBN 5-283-00670-0

© Авторы, 1992

ПРЕДИСЛОВИЕ

Расширение областей применения и увеличение объемов производства силовых полупроводниковых преобразовательных устройств определяют необходимость их постоянного совершенствования, оптимизации параметров и технико-экономических показателей. Одним из важнейших моментов в решении этих вопросов является правильное и рациональное применение силовых полупроводниковых приборов в преобразовательных устройствах. Вид и типонаименование силового полупроводникового прибора, выбранные для применения в преобразовательном устройстве, определяют как выбор способов, так и параметры элементов устройств ограничения перенапряжений, ограничения и отключения токов перегрузки, ограничения скоростей нарастания токов и напряжений, деления токов и напряжений при групповом соединении приборов, а также устройств теплоотвода, входящих в состав преобразовательного устройства. Указанные элементы и узлы преобразовательного устройства, как правило, составляют значительную его часть, и, следовательно, выбор силового полупроводникового прибора оказывает существенное влияние не только на надежность работы преобразовательного устройства, но и на его массу, габаритные размеры, стоимость и коэффициент полезного действия.

Опыт разработки и эксплуатации силовых полупроводниковых преобразовательных устройств показывает, что анализу, расчетам и экспериментальным исследованиям режимов и условий работы силовых полупроводниковых приборов в реальных схемах применения следует уделять не меньшее внимание, чем анализу и расчетам электромагнитных процессов, энергетических показателей и внешних характеристик преобразовательных устройств, в которых эти приборы применены. Без проведения на должном уровне и в достаточном объеме этих исследований не может быть однозначно определено

и тем более гарантировано надежное функционирование преобразовательного устройства.

В настоящее время уровень знаний о характере протекания электромагнитных процессов в схемах преобразовательных устройств и разработанные методы их расчетов позволяют с достаточной точностью определить условия работы применяемых в схеме полупроводниковых приборов. Иными словами, требования, предъявляемые к силовым полупроводниковым приборам в каждом конкретном случае, могут быть сформулированы достаточно точно и в полном объеме. Качество и возможности силовых полупроводниковых приборов достаточно полно определяются совокупностью параметров и характеристик, приводимых в технических условиях на их поставку и информационных технических материалах, составляемых поставщиком приборов. В связи с этим для обеспечения правильного и эффективного применения силовых полупроводниковых приборов необходимо в каждом конкретном случае правильно решить вопрос сопоставления качества и возможностей прибора с теми требованиями, которые к нему предъявляются. Решению этого важного вопроса, возникающего на стыке двух хорошо изученных областей знания силовой электроники (преобразовательной техники и силового полупроводникового приборостроения), посвящена настоящая книга.

Целью настоящей книги является дать необходимые сведения и рекомендации по применению силовых полупроводниковых приборов, обеспечивающие правильный и целесообразный выбор вида и типоминимала прибора для схемы конкретного преобразовательного устройства, надежное выполнение им заданных функций в заданных условиях и достижение требуемых технико-экономических показателей устройства.

В книге рассмотрены вопросы применения силовых полупроводниковых выпрямительных диодов и триодных тиристоров, не проводящих в обратном направлении.

В полной мере учтено следующее:

1) силовые полупроводниковые приборы (СПП) характеризуются предельно допустимыми значениями нагрузочных параметров, превышение которых ведет к отказу СПП или необратимому ухудшению их свойств;

2) значения допустимых нагрузочных параметров могут изменяться в зависимости от сочетания электрических и тепловых воздействий и во многих случаях не могут быть реализованы одновременно;

3) при определении воздействий имеют большое значение электромагнитные процессы, возникающие вследствие инерционности динамических характеристик СПП при коммутации тока и зависящие от наличия распределенных индуктивностей и частичных емкостей в схемах преобразовательных установок;

4) характеристики СПП имеют статистический разброс, что существенно при их параллельном и последовательном соединениях.

Материал книги в отличие от известных публикаций позволяет на основании данных, приводимых в технических условиях и информационных материалах на диоды и тиристоры, проводить выбор подвида и типономинала прибора с учетом комплекса требований, предъявляемых к преобразовательному устройству как в части его параметров и характеристик, так и в части его технико-экономических показателей. Изложенная в книге методика представляет собой единую цепь действий, обеспечивающих расчет и выбор приборов в рабочих и аварийных режимах, формулирование требований к элементам и узлам, обеспечивающим управление тиристорами, ограничение электрических и тепловых воздействий на приборы в преобразовательном устройстве, а также расчет и выбор этих элементов и узлов. Кроме того, приведенные сведения по надежности и методам ее определения позволяют рассчитать показатели надежности диодов и тиристоров в схемах преобразовательных устройств.

Материал, изложенный в книге, основан на всестороннем анализе теории и на практике применения силовых полупроводниковых приборов и преобразовательных устройств в СССР и за рубежом. Учен и обобщен личный опыт работы авторов в данной области техники. Главы 1 и 2 книги написаны В. Е. Либером, гл. 3 и 4 — М. И. Абрамовичем, гл. 5 и 6 (за исключением § 6.6, 6.7) — А. А. Саковичем, гл. 7 — В. М. Бабайловым, а гл. 8 и § 6.7 — В. Л. Шпером.

Трагическая смерть вырвала из авторского коллектива В. Е. Либер — замечательного человека и крупного специалиста в области силовой преобразовательной техники. Он был душой нашего коллектива, и появление данной книги является в значительной степени его заслугой. Авторам хотелось бы надеяться, что эта книга послужит данью его светлой памяти.

Книга предназначена для широкого круга инженеров и техников, работающих в области проектирования, изготовления и применения полупроводниковых преобразовательных устройств, а также может быть полезна студентам высших и средних технических учебных заведений в качестве пособия по курсу преобразовательной техники и автоматизации производства.

Авторы с благодарностью примут все замечания и предложения, возникшие у читателей после ознакомления с книгой. Замечания и предложения просим направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Авторы

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ И ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ, НЕ ПРОВОДЯЩИХ В ОБРАТНОМ НАПРАВЛЕНИИ

1.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Разнообразие и специфика технических требований, режимов работы и условий применения силовых полупроводниковых преобразовательных устройств (ПУ) ведут к тому, что при разработке и эксплуатации этих устройств необходимо знать принцип действия и основные свойства и особенности применяемых для их комплектации силовых полупроводниковых приборов (СПП).

Физические процессы, на которых основан принцип действия СПП и которые определяют его основные свойства, протекают в твердых кристаллических телах, материал которых называется полупроводником. Полупроводники характеризуются [1.1—1.4]:

электропроводностью, которая лежит в диапазоне $10^4—10^{-10} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$, т. е. занимает промежуточное положение между электропроводностью металлов $10^6—10^4 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$ и диэлектриков $10^{-10} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$ и ниже;

возрастанием электропроводности в чистом полупроводнике с ростом температуры по сравнению с таковой металлов; существенной зависимостью электропроводности в примесном полупроводнике от концентрации примеси;

увеличением электропроводности полупроводника при облучении светом или электронами высоких энергий, а также при инжекции носителей тока из металлического контакта;

зависимостью типа проводимости от характера легирующей примеси.

Типичными полупроводниками являются кремний и германий, свойствами полупроводников обладает также ряд элементов, имеющих алмазоподобную кристаллическую структуру, такие, как бор, селен, теллур, висмут, мышьяк, сурьма. Полупроводниковыми свойствами обладают и ряд соединений: арсенид галлия, антимонид индия, сульфид цинка и т. п.

Наибольшее распространение в качестве материала для изготовления структур СПП получил кремний, практически полностью вытеснивший из этой области применения германий. Имеются разработки СПП на базе арсенида галлия и карбида бора [1.5].

Рассматриваемые силовые полупроводниковые выпрямительные диоды и триодные тиристоры (далее просто диоды и тиристоры), не проводящие в обратном направлении, изготовляют на базе монокристаллического кремния, легированного теми или иными примесями.

Для получения материала с повышенной концентрацией свободных электронов, обладающего преимущественно электронной проводимостью (полупроводник *n*-типа), в предварительно очищенный от случайных примесей монокристаллический полупроводник вводят донорную примесь — вещество с более высокой валентностью, чем у основного материала кристалла. Для кремния (валентность четыре) такими веществами могут быть пентавалентные фосфор или мышьяк.

Для получения материала с повышенной концентрацией положительных зарядов — дырок, обладающего преимущественно дырочной проводимостью (полупроводник *p*-типа), в предварительно очищенный от случайных примесей полупроводник вводят акцепторную примесь — вещество с более низкой валентностью, чем основной материал монокристалла. Для кремния такими веществами могут быть трехвалентные бор, алюминий, индий.

В полупроводнике *n*-типа электроны называются основными носителями заряда, дырки — неосновными. В полупроводнике *p*-типа основными носителями заряда являются дырки, неосновными — электроны.

Направленное перемещение электронов и дырок в полупроводнике приводит к возникновению электронного и дырочного токов. Причиной возникновения тока может быть градиент концентрации носителей того или иного типа либо электрическое поле, приложенное к полупроводнику. В первом случае ток называется диффузионным. Его плотность $\vec{j}_d$ описывается следующим выражением [1.2]:

$$\vec{j}_d = qD_n \text{grad } n - qD_p \text{grad } p,$$

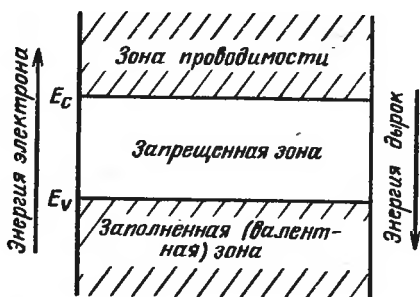


Рис. 1.1. Упрощенная зонная структура кремния;

$E_c - E_v = \Delta E_g$; $\Delta E_g(Si) = 1,12$ эВ при $T = 300$ К

где $\mu_n = 1500$ см²/(В·с) — подвижность электронов и $\mu_p = 450$ см²/(В·с) — подвижность дырок². Полная плотность тока носителей заряда в общем случае есть сумма диффузионного и дрейфового токов:

$$\vec{j} = \vec{j}_d + \vec{j}_f.$$

Следует иметь в виду, что носители зарядов диффундируют в направлении, противоположном градиенту концентраций, под действием электрического поля дырки дрейфуют по полю, а электроны — против поля.

Физические процессы, происходящие в диодах и тиристорах, в значительной степени определяются тем обстоятельством, что свободные носители заряда в полупроводнике могут иметь не произвольные, а вполне определенные значения энергии. Совокупности этих значений образуют энергетические зоны. На рис. 1.1 представлена наиболее существенная для понимания электрических характеристик диодов и тиристоров часть зонной структуры кремния. В частности, чтобы стать свободными и участвовать, например, в электрическом токе, электрон из валентной зоны должен перейти в зону проводимости. Для этого он должен преодолеть энергетический барьер, равный ширине запрещенной зоны ΔE_g . Следствием этого является экспоненциальная зависимость некоторых параметров полупроводника от температуры. Кроме того, если электрон в результате внешнего воздействия получает энергию, достаточную для перехода в зону проводимости, то в валентной зоне появляется дырка, т. е. в полупроводнике образуется электронно-дырочная пара. Этот процесс называется генерацией электронно-дырочных пар. В свою очередь, если электрон

где $q = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $D_n = 38,85$ см²/с — коэффициент диффузии электронов; $D_p = 11,655$ см²/с — коэффициент диффузии дырок¹; n и p — плотность электронов и дырок соответственно.

Ток, возникающий под действием электрического поля $\vec{E}$, называют дрейфовым, и его плотность $\vec{j}_f$ описывается следующим выражением [1.2]:

$$\vec{j}_f = qn\mu_n\vec{E} + qp\mu_p\vec{E},$$

¹ Приведенные значения относятся к слаболегированному материалу при комнатной температуре [1.3].

² Приведенные в тексте значения относятся к слаболегированному материалу при комнатной температуре [1.3].

переходит из зоны проводимости в валентную зону, то электрон и дырка исчезают. Этот процесс называется рекомбинацией электронно-дырочных пар. Процессы генерации-рекомбинации играют принципиально важную роль в диодах и тиристорах. Они, в частности, определяют время жизни носителей заряда τ , т. е. среднее время существования носителей заряда от момента их возникновения до момента исчезновения. Время жизни является одним из важнейших параметров диодов и тиристоров, так как от него в значительной степени зависят их статические и динамические характеристики.

1.2. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД

Основой всех СПП служит электронно-дырочный переход, или p - n переход, возникающий на границе полупроводников p - и n -типов. Электронно-дырочный переход обычно получается путем введения с поверхности на определенную глубину в n -полупроводник акцепторных примесей или в p -полупроводник донорных примесей, при этом образуются два слоя полупроводника p - и n -типов проводимости, граничащих между собой.

На рис. 1.2 схематично показан полупроводник с p - n -переходом. Так как концентрация дырок в p -области, где они являются основными носителями заряда (p_p), на много порядков превосходит их концентрацию в n -области, где они являются неосновными носителями (p_n), то возникает диффузионный ток дырок, направленный слева направо, при этом

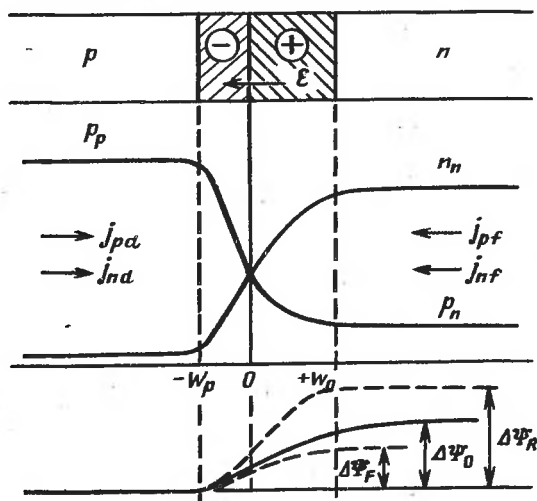


Рис. 1.2. Электронно-дырочный переход в равновесном состоянии и в состояниях прямого и обратного смещений

уход из p -области положительных дырок приводит к возникновению отрицательно заряженного слоя толщиной w_p (так как заряд неподвижных атомов уже не уравнивается подвижными носителями противоположного знака). Аналогично концентрация основных в n -области электронов n_n на много порядков превосходит их концентрацию в p -области n_p , вследствие чего возникает диффузионный поток электронов, направленный справа налево, и соответственно диффузионный ток электронов слева направо. Из-за ухода электронов из n -области в последней возникает слой нескомпенсированного положительного заряда толщиной w_n . В итоге между электрически нейтральными p - и n -областями полупроводника образуется область объемного заряда (ООЗ) толщиной $w_n + w_p$. В этой области имеется электрическое поле, направленное справа налево (рис. 1.2), и соответственно возникает потенциальный барьер $\Delta\psi_0$. Существующее в ООЗ поле захватывает неосновные носители (дырки—в n -области, электроны—в p -области) и перебрасывает их через p - n переход (дырки—в p -область, электроны—в n -область). Это приводит к возникновению дрейфового тока, направленного справа налево. В состоянии равновесия (при отсутствии внешнего смещения) суммарный диффузионный ток электронов и дырок равен суммарному дрейфовому току электронов и дырок, а поскольку они текут в противоположных направлениях, то полный ток через p - n переход равен нулю. Если к p - n переходу приложено прямое напряжение (плюс—к p -слою, минус—к n -слою), то потенциальный барьер уменьшается до $\Delta\psi_F$, и диффузионный ток слева направо становится больше, чем дрейфовый в обратном направлении. Если к p - n переходу приложить обратное

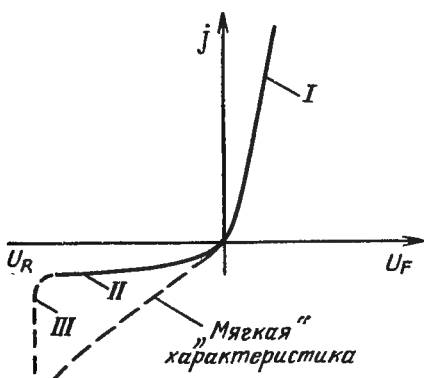


Рис. 1.3. Вольт-амперная характеристика p - n перехода:

$j = j_s(e^{qU/kT} - 1)$; так как $kT/q = 25,9$ мВ (при 300 К), то при $U \geq 60$ мВ $j \approx j_s e^{qU/kT}$, при $U \leq -60$ мВ $j \approx -j_s$

напряжение (плюс—к n -слою, минус—к p -слою), то потенциальный барьер увеличится до $\Delta\psi_R$, и дрейфовый ток справа налево станет больше диффузионного в обратном направлении. Количественный анализ описанных процессов приводит к соотношению, связывающему плотность тока j , текущего через p - n переход, с приложенным к нему напряжением U [1.3]:

$$j = j_s(e^{qU/kT} - 1), \quad (1.1)$$

где j_s —константа материала; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К [1.1]; T —абсолютная температура.

Это соотношение называют вольт-амперной характеристикой (ВАХ) идеального p - n перехода. Графическое изображение ВАХ показано на рис. 1.3. Подчеркнем, что соотношение (1.1) описывает ВАХ p - n перехода при не слишком больших плотностях прямого тока и не слишком большом обратном напряжении. Не учитывает оно и влияние поверхностных эффектов на ВАХ. Более подробное обсуждение уравнения (1.1) можно найти в работах [1.2, 1.3].

1.3. СИЛОВОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЙ ДИОД

Силовой полупроводниковый выпрямительный диод (далее просто диод) представляет собой полупроводниковую структуру, состоящую из двух граничащих между собой слоев полупроводника дырочного p - и электронного n -типов, образующих один электронно-дырочный переход (рис. 1.4). Стороны слоев полупроводниковой структуры, противоположные сторонам, образующим p - n переход, соединены с металлическими контактами, образующими внешние контактные выводы диода. Вывод, соединенный с p -слоем структуры, называется анодным выводом диода А, а вывод, соединенный с n -слоем структуры, — катодным выводом диода К. На этом же рисунке приведено символическое изображение диода.

В зависимости от полярности приложенного к внешним выводам диода напряжения он может находиться в одном из двух устойчивых состояний: непроводящем состоянии (p - n переход смещен в обратном направлении) и проводящем состоянии (p - n переход смещен в прямом направлении), при условии, что значения приложенного напряжения и протекающего тока будут находиться в допустимых пределах. При изменении полярности напряжения, приложенного к внешним выводам, диод может находиться в динамическом состоянии выключения (смещение p - n перехода изменяется с прямого на обратное) и в динамическом состоянии включения (смещение p - n перехода меняется с обратного на прямое). Реальный силовой диод имеет структуру, показанную на рис. 1.4, б. Рассмотрим (упрощенно) процессы, происходящие в диоде при различной полярности приложенного к нему напряжения.

Непроводящее состояние силового диода. Под воздействием обратного напряжения U_R в диоде происходит расширение ООЗ, которое продолжается до тех пор, пока падение напряжения в ООЗ не станет равным U_R , при этом особенность силовых диодов такова, что расширение ООЗ происходит в основном в сторону низкоомной n -области, называемой

базой диода. В связи с тем что ширина ООЗ w_{sc} связана с величиной U_R известным соотношением [1.5]

$$w_{sc} \approx 0,52 \sqrt{\rho U_R}, \quad (1.2)$$

где w_{sc} выражена в микрометрах, ρ — удельное сопротивление материала n -базы дано в омах на сантиметр и U_R — в вольтах, становится ясно, что чем более высоковольтным является диод, тем толще он должен быть. Существует ряд факторов, ограничивающих максимально возможное обратное напряжение, которое может быть приложено к диоду. Одним из важнейших для силовых диодов оказывается явление лавинного пробоя. Суть его состоит в следующем. По мере увеличения прикладываемого к диоду напряжения растет не только ширина ООЗ, но и максимальное электрическое поле внутри этой области. Когда напряженность этого поля начинает превосходить некоторые критические значения [обычно лежащие в диапазоне $(0,5 - 1) \cdot 10^5$ В/см], возникает лавинное умножение носителей. (Физически этот процесс обусловлен тем, что энергия, приобретаемая подвижным носителем заряда под действием поля за время свободного пробега, становится достаточной для генерации электронно-дырочной пары. В свою очередь, возникшие электрон и дырка вновь разгоняются и рождают еще по паре носителей и т. д.) В результате лавинного умножения ток через диод лавинообразно нарастает (см. рис. 1.3, участок III). Обычно явление лавинного умножения описывают, вводя коэффициенты размножения дырок M_p и электронов M_n , определяемые по довольно сложным формулам [1.6].

Другими важными факторами, ограничивающими напряжение, которое может быть приложено к диоду, являются процессы, происходящие на его поверхности. Дело в том, что, если не принимать специальных мер, пробой вблизи поверхности полупроводника наступает значительно раньше, чем в его объеме. Чтобы избежать этого, силовые диоды имеют специальный профиль поверхности — фаску (рис. 1.5), которая позволяет избежать наступления поверхностного пробоя.

Ток через диод I_R , к которому приложено обратное напряжение, складывается в общем случае из трех компонент: диффузионного тока I_d , тока генерации в ООЗ I_{sc} и тока поверхностной утечки I_s :

$$I_R = I_d + I_{sc} + I_s.$$

Каждая из компонент I_R по-разному зависит от таких внешних факторов, как напряжение и температура. Кроме того, если для диффузионного и генерационного токов их теоретические зависимости от температуры и напряжения известны [1.6], то построить такую зависимость для поверх-

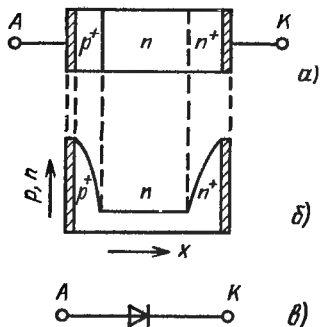


Рис. 1.4. Структура (а, б) и обозначение (в) силового диода

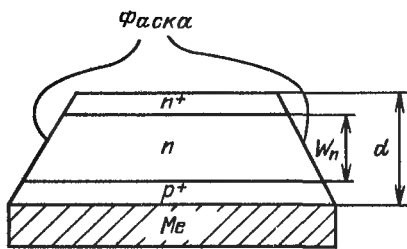


Рис. 1.5. Геометрия реального высоковольтного диода

ностного тока пока не удалось. Среди причин этого следует указать на тот факт, что в ток I_S входят токи утечек через неконтролируемые примеси на поверхности диода. К этому следует добавить, что все теоретические формулы позволяют рассчитать плотности соответствующих токов, однако для расчета полного тока надо еще знать площадь, через которую соответствующий ток протекает. К сожалению, эта величина обычно не известна, так как есть веские основания считать, что ток I_R может протекать не по всей площади диода. Все это приводит к тому, что ток I_R рассматривают обычно как сугубо экспериментальную характеристику диода. Его температурную зависимость чаще всего аппроксимируют выражением [1.2]

$$I_R(T) = I_R(T_0) \exp[\alpha(T - T_0)], \quad (1.3)$$

где $I_R(T)$ — ток I_R при температуре полупроводника, равной T ; α коэффициент, лежащий в диапазоне $0,03—0,08 \text{ K}^{-1}$.

В отличие от ВАХ, показанной на рис. 1.3, в реальных высоковольтных диодах часто не наблюдают резкого излома ВАХ при переходе от участка II к участку III, т. е. зависимость тока от напряжения имеет вид, показанный на рис. 1.3 пунктиром. ВАХ такого вида называют «мягкой» характеристикой.

Проводящее состояние силового диода. Под воздействием прямого напряжения потенциальный барьер уменьшается (см. рис. 1.2), в результате чего концентрация неосновных носителей у границ p - n перехода (дырок — в n -области и электронов — в p -области) экспоненциально возрастает. Это явление называют инжекцией неосновных носителей заряда. Инжектированные носители начинают диффундировать в глубь полупроводника — возникает ток через диод. Однако у высоковольтных силовых диодов связь тока с напряжением не описывается соотношением

(1.1). Дело в том, что эти приборы имеют толстую базу, падение потенциала на которой приводит к весьма сложной связи между плотностью прямого тока через диод и падением напряжения U_F на нем [1.6]. Нам достаточно отметить следующее.

Самой распространенной практической аппроксимацией ВАХ диода в прямом направлении является линейная аппроксимация [1.6]

$$U_F = U_{FO} + r_F I_F, \quad (1.4)$$

где U_{FO} — пороговое напряжение диода; r_F — дифференциальное прямое сопротивление диода. Смысл этих названий будет разъяснен в гл. 2.

В работе [1.7] предложена степенная аппроксимация ВАХ, которая в некоторых случаях может оказаться более близкой к экспериментальным данным:

$$U = K I_F^N, \quad (1.5)$$

где K и N — константы. Значения N в случае использования аппроксимации (1.5) лежат в диапазоне 0,3—0,8. На рис. 1.6 приведены реальная ВАХ тиристора типа Т173-1250 и ее линейная и степенная аппроксимации.

С ростом температуры прямое падение напряжения, как правило, увеличивается. Эту зависимость обычно получают из эксперимента, так как корректная теоретическая модель температурной зависимости прямого падения напряжения в настоящее время отсутствует.

Важным для понимания работы диода является то, что при больших плотностях тока в его слоях происходит накопление подвижных носителей заряда. Явление накопления заряда, как показано далее, существенно влияет на процесс выключения силового диода, при этом основное влияние на характеристики диода оказывает накопленный в n -базе заряд дырок: Q_p . Это обусловлено относительно большей инжекцией из более сильнолегированного p -слоя, меньшей подвижностью дырок по сравнению с электронами, большей толщиной n -слоя и большим временем жизни дырок в нем.

Накопленный заряд Q зависит от прямого тока через диод и в стационарных условиях остается постоянным, так как процесс инжекции неосновных носителей заряда уравнивается процессом их рекомбинации.

Переходный процесс включения силового полупроводникового диода. Под процессом включения диода понимается динамический процесс перехода диода из непроводящего состояния в проводящее.

При изменении полярности напряжения источника с обратной на прямую из-за инжекции неосновных носителей заряда электропроводность полупроводниковой структуры ди-

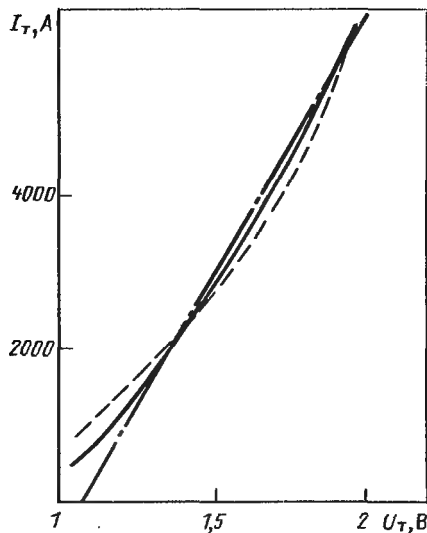


Рис. 1.6. Вольт-амперная характеристика тиристора типа Т173-1250 в открытом состоянии и ее линейная (— · — · —) и степенная (— — — —) аппроксимации: $U_T = 0,119i^{0,32}$

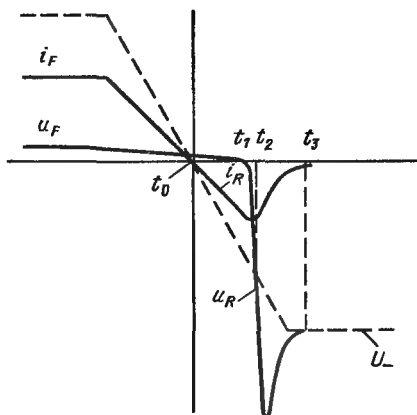


Рис. 1.7. Процесс выключения диода

ода резко увеличивается и через него начинает протекать прямой ток I_F . Физические процессы в самом диоде могут оказывать влияние на процесс нарастания прямого тока только при временах до нескольких десятков микросекунд. За это время заканчивается процесс модуляции проводимости диода, после чего скорость нарастания прямого тока, а также его установившееся значение определяются напряжением источника питания и сопротивлением внешней цепи (при условии, что прямым напряжением на диоде можно пренебречь из-за его малости).

Необходимо отметить, что между нарастающим прямым током в процессе установления проводящего состояния диода и падением напряжения на нем наблюдается емкостный сдвиг по фазе, обусловленный наличием диффузионной емкости C_d . Эта емкость определяется как отношение приращения заряда избыточных неосновных носителей, накопленных в p - и n -слоях структуры, к соответствующему приращению прямого напряжения на p - n переходе.

Переходный процесс выключения силового полупроводникового диода. Под процессом выключения диода понимается динамический процесс перехода диода из проводящего состояния в непроводящее. Рассмотрим основные явления в процессе выключения. При приложении к прямосмещенному диоду обратного напряжения U (рис. 1.7) прежде всего начинает уменьшаться прямой ток i_F . Скорость его спада определяется

характером изменения полярности напряжения источника и параметрами внешней цепи, к которой подключен диод.

С уменьшением прямого тока через диод будет уменьшаться и накопленный в нем заряд неосновных носителей заряда. В момент, когда прямой ток через диод станет равным нулю, накопленный заряд неосновных носителей, как правило, еще не достигает нулевого значения и зависит от предшествующего прямого тока диода, скоростей его спада и рекомбинации носителей заряда.

Начиная с момента $t=0$, когда прямой ток через диод достиг нулевого значения, под действием изменившего свою полярность напряжения источника по цепи потечет ток в обратном направлении, а через диод — обратный ток i_k (рис. 1.7). Накопленный заряд будет продолжать уменьшаться со скоростью, определяемой скоростью рекомбинации неосновных носителей заряда и их переносом через p - n переход, протекающим через него обратным током, при этом обратный ток диода будет возрастать со скоростью, определяемой приложенным ко внешней цепи напряжением и индуктивностью внешней цепи, до тех пор, пока концентрация неосновных носителей заряда в полупроводниковой структуре диода будет достаточна для протекания такого тока (рис. 1.7, интервал t_0-t_1). В этом интервале времени напряжение на диоде ничтожно мало, оно имеет знак прямого напряжения и обусловлено не падением внешнего напряжения на диоде, а внутренней ЭДС объемных зарядов неосновных носителей зарядов. По мере очищения слоев полупроводниковой структуры диода от инжектированных носителей заряда скорость нарастания обратного тока снижается, так как p - n переход структуры начинает восстанавливать способность блокировать обратное напряжение (рис. 1.7, интервал t_1-t_2). В момент t_2 , когда скорость нарастания обратного тока диода, снижаясь, достигает нулевого значения, обратный ток достигает максимума, а обратное напряжение на диоде становится равным напряжению источника за вычетом падения напряжения во внешней цепи, к которой подключен диод. С этого момента начинаются ограничение и спад обратного тока диода, вызванные недостатком неосновных носителей заряда в слоях полупроводниковой структуры. Скорость спада обратного тока диода на этом интервале времени определяется только характером изменения концентрации неосновных носителей заряда и не зависит от параметров электрической цепи, к которой подключен диод. Диод на этом интервале его выключения можно рассматривать как генератор тока.

В связи с тем что скорость спада обратного тока, обусловленная электрофизическими свойствами диода, обычно весьма значительна, то из-за наличия во внешней цепи

индуктивности возникает перенапряжение, прикладываемое к диоду в обратном направлении. По мере снижения скорости спада обратного тока диода перенапряжение уменьшается, и при достижении обратным током установившегося значения (рис. 1.7, момент t_3) обратное напряжение на диоде становится практически равным напряжению внешнего источника. К этому моменту диод окончательно переходит в непроводящее состояние.

1.4. СИЛОВОЙ ТРИОДНЫЙ ТИРИСТОР, НЕ ПРОВОДЯЩИЙ В ОБРАТНОМ НАПРАВЛЕНИИ

Прибор, действие которого основано на использовании свойств полупроводника, с тремя устойчивыми состояниями (открытое, закрытое и обратное непроводящее), имеющий три p - n перехода и три электрических вывода (анодный, катодный и управляющий), называется триодным тиристором (далее — тиристором), не проводящим в обратном направлении. При приложении положительного напряжения к анодному выводу тиристора он может быть переключен из закрытого состояния в открытое отпирающим сигналом по управляющему электроду, а при отрицательном напряжении на анодном выводе не переключается и остается в обратном непроводящем состоянии.

Силовой тиристор представляет собой многослойную полупроводниковую структуру, состоящую из четырех чередующихся слоев полупроводника дырочного p - и электронного n -типов проводимости (p_1 - n_1 - p_2 - n_2), образующих три электронно-дырочных p - n перехода: j_1 — j_3 (рис. 1.8, a). Внешние слои p_1 и n_2 полупроводниковой структуры и соответствующие внешние p - n переходы j_1 и j_3 принято называть эмиттерными, а внутренние слои n_1 и p_2 и внутренний p - n переход j_2 — коллекторными.

Стороны внешних (эмиттерных) слоев полупроводниковой структуры тиристора p_1 и n_2 , противоположные сторонам, образующим эмиттерные переходы j_1 и j_3 соответственно, соединены с металлическими контактами, образующими два основных контактных вывода тиристора. Вывод, соединенный с p -слоем структуры, называется анодным (А) выводом тиристора, вывод, соединенный с n -слоем структуры, — катодным (К) выводом тиристора. Коллекторный слой полупроводниковой структуры тиристора (p_2 -слой), называемый иногда базовым слоем, с помощью металлического контакта соединяется с управляющим (G) выводом тиристора.

В зависимости от полярности приложенного к основным выводам тиристора напряжения он может находиться в следующих трех устойчивых состояниях: ~~закрытом~~, (непроводящем)

(эмиттерные переходы j_1 и j_3 смещены в прямом направлении, коллекторный переход j_2 смещен в обратном), открытым (проводящем) (все три p - n перехода структуры смещены в прямом направлении), обратном непроводящем (эмиттерные переходы j_1 и j_3 смещены в обратном направлении, коллекторный j_2 смещен в прямом, при условии, что приложенное напряжение и протекающий ток находятся в допустимых пределах).

Кроме того, тиристор может переходить из одного устойчивого состояния в другое. В соответствии с этим необходимо учитывать следующие динамические состояния тириستоров: переход из закрытого состояния в открытое при превышении приложенным к структуре напряжением значения напряжения переключения (включение по аноду) или при приложении к управляющему электроду отпирающего напряжения (включение по управляющему электроду) и переход из открытого состояния в обратное непроводящее состояние (выключение) при соответствующем изменении полярности напряжения, приложенного к полупроводниковой структуре тиристора. Рассмотрим процессы, происходящие в тиристоре при различной полярности приложенного к нему напряжения.

Обратное непроводящее состояние тиристора. Как отмечалось, при приложении к тиристору напряжения в обратном направлении переходы j_1 и j_3 смещаются в обратном, а j_2 — в прямом направлении.

Следует иметь в виду, что у современных тириستоров их полупроводниковые структуры выполняются таким образом (концентрация примесей по слоям, глубины залегания и профили p - n переходов и т. п.), что p - n переход j_3 обладает достаточно низкой запирающей способностью и при приложении к нему обратного напряжения более нескольких вольт в нем наступает лавинный пробой. Поэтому обратное напряжение, приложенное к полупроводниковой структуре тиристора, можно считать приложенным к одному переходу j_1 , при этом энергия, выделяемая в зоне перехода j_3 , достаточно мала, так как она ограничена малым напряжением лавинообразования и малым током насыщения обратносмещенного p - n перехода j_1 .

Однако обратный ток тиристора не будет равен обратному току перехода j_1 . Дело в том, что в тиристоре наличие чередующихся слоев p - и n -типа приводит к возникновению транзисторного эффекта. Его суть заключается в следующем. Структуру p - n - p - n тиристора можно представить как комбинацию из двух транзисторов: p - n - p и n - p - n (рис. 1.8, б). В теории транзисторов показано, что одним из важнейших их параметров является коэффициент передачи тока (α_p или α_n). Коэффициент передачи тока показывает, какая часть тока эмиттера доходит до коллекторного перехода транзистора.

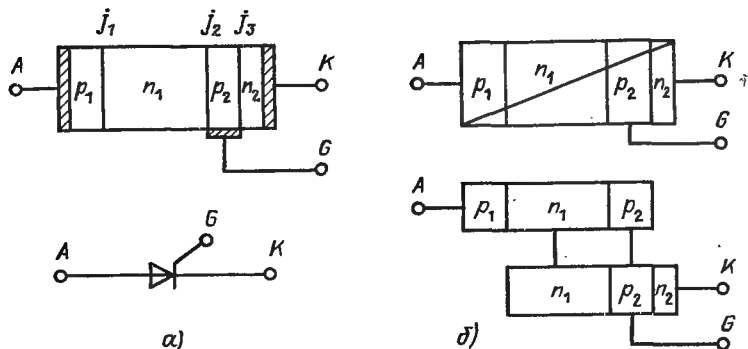


Рис. 1.8. Структура и обозначение силового тиристора

Для тиристора транзисторный эффект проявляется в том, что, например, обратный ток тиристора оказывается больше, чем ток обратносмещенного перехода j_1 , за счет дополнительных носителей заряда, поставляемых через базу p - n - p транзистора, при этом рост тока численно описывается множителем $(1-\alpha_p)^{-1}$. Таким образом, обратный ток тиристора I_R [1.2] (без учета поверхностной составляющей)

$$I_R = \frac{I_d + I_{sc}}{1 - \alpha_p}, \quad (1.6)$$

где I_d и I_{sc} — как и раньше, диффузионная и генерационная компоненты тока обратносмещенного перехода j_1 .

Типичная зависимость обратного тока тиристора от напряжения приведена на рис. 1.9. Температурную зависимость обратного тока тиристора описывают обычно выражением типа (1.3), хотя сама зависимость I_R от T в тиристоре будет более сильной, чем в диоде, за счет температурной зависимости множителя $(1-\alpha_p)^{-1}$.

Закрытое состояние тиристора. При приложении к тиристору напряжения в прямом направлении переходы j_1 и j_3 смещаются в прямом направлении, а переход j_2 — в обратном. Соотношение между уровнями легирования n -базы тиристора и окружающими ее p -слоями таково, что при приложении высокого напряжения ООЗ распространяется в низкоомную n_1 -базу. Однако в отличие от обратносмещенного состояния, когда ООЗ примыкала к переходу j_1 , в закрытом состоянии тиристора эта область примыкает к переходу j_2 . Здесь также будет иметь место транзисторный эффект, в результате чего ток закрытого состояния (без поверхностной компоненты) может быть записан в следующем виде [1.2]:

$$I_D = \frac{I_d + I_{sc}}{1 - \alpha_p - \alpha_n}. \quad (1.7)$$

Заметим, что формула (1.7) [как и (1.6)] верна при напряжениях, существенно меньших напряжения лавинообразования, когда коэффициенты умножения (M_p и M_n) равны единице. Более точные формулы, применимые при высоких напряжениях, можно найти в [1.8]. Типичная зависимость тока I_D от напряжения показана на рис. 1.9. Его температурную зависимость также часто описывают выражением типа (1.3).

Полупроводниковые структуры современных тиристоров выполняются таким образом, что тиристор переходит из закрытого состояния в открытое, если обратное напряжение, приложенное к коллекторному переходу j_2 , превысит напряжение переключения полупроводниковой структуры U_{BO} и при этом не произойдет лавинного пробоя этого перехода. Иначе говоря, напряжение лавинного пробоя коллекторного перехода j_2 тиристора больше, чем напряжение переключения его полупроводниковой структуры.

При достижении приложенного к полупроводниковой структуре напряжения значений, близких к U_{BO} , происходит такое расширение области объемного заряда коллекторного перехода j_2 , смещенного в обратном направлении, что за счет резкого возрастания коэффициента передачи тока α_p знаменатель в (1.7) стремится к нулю, а I_D лавинообразно нарастает до тех пор, пока переход j_2 не переключится в прямом направлении, что и означает переключение тиристора в проводящее состояние. На рис. 1.10 приведена типичная зависимость напряжения переключения тиристора от температуры. Резкое уменьшение значения U_{BO} в диапазоне $150\text{--}160^\circ\text{C}$ вызвано сильной зависимостью от температуры знаменателя (1.7). Физическими причинами этого являются возрастание времени

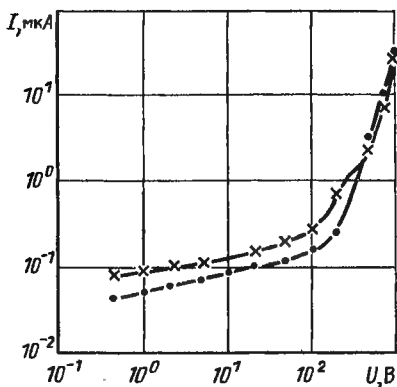


Рис. 1.9. Типичная прямая и обратная ВАХ тиристора Т142-40 в непереводящем состоянии:
 $\cdots - I_R$; $- \times - I_D$

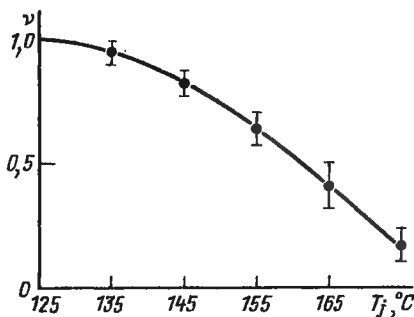


Рис. 1.10. Типичная зависимость напряжения U_{BO} от температуры:
 $v = U_{BO}(T_j) / U_{BO}(T_j = 125^\circ\text{C})$

жизни носителей и зависимость коэффициентов передачи тока от времени жизни (подробнее см. в [1.8, 1.9].

Необходимо отметить, что переключение полупроводниковой структуры тиристора в проводящее состояние анодным напряжением при отсутствии или недостаточном уровне управляющего сигнала недопустимо. Это объясняется тем, что в этом случае из-за неизбежной неоднородности полупроводниковой структуры переключение происходит не по всей площади p - n перехода и даже не по всей площади начального включения, как при включении по управляющему электроду, а только в отдельных зонах достаточно малого сечения. При этом плотность тока в возникающих токопроводящих каналах может достигать больших значений, так как ток ограничивается только параметрами питающей сети. Локальный перегрев полупроводниковой структуры вызывает стягивание тока в точки повышенного нагрева, что может вызвать необратимый тепловой пробой полупроводниковой структуры или деградацию ее электрофизических параметров и характеристик.

Процесс включения тиристора. Эффект di/dt . Открытое состояние тиристора. Под включением тиристора понимают процесс перевода его из закрытого (непроводящего) состояния с низкой проводимостью в открытое (проводящее) состояние с высокой проводимостью при приложении к нему прямого напряжения.

Для рассматриваемых видов тиристорov применяют включение их по управляющему электроду. Схема подключения тиристора к внешним источникам напряжения в этом случае показана на рис. 1.11, а.

Пусть к основным выводам тиристора приложено прямое напряжение, меньшее, чем напряжение переключения его полупроводниковой структуры: $U_A < U_{BO}$ (эмиттерные переходы

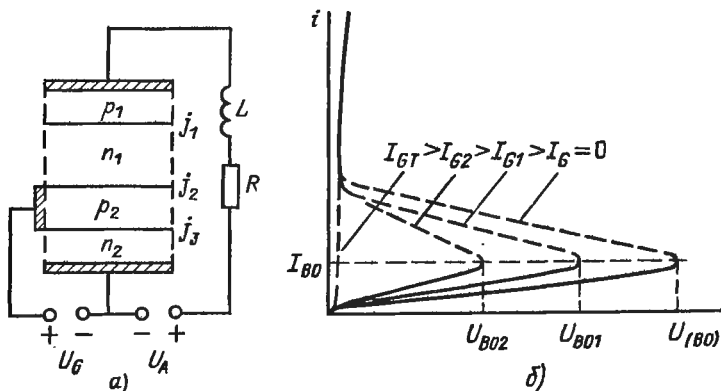


Рис. 1.11. Схема подключения (а) и ВАХ (б) силового тиристора при различных токах управления.

j_1 и j_3 смещены в прямом направлении, а коллекторный переход j_2 смещен в обратном), и через структуру течет небольшой ток утечки. При подключении к управляющему выводу положительного полюса источника управляющего напряжения, как показано на рис. 1.11, *а*, через базовый слой p_2 , эмиттерный переход j_3 и эмиттерный слой n_2 будет протекать ток управления I_G , т. е. в базу p_2 будут вноситься дырки (основные носители заряда этого слоя), а в эмиттер — n_2 -электроны (основные носители заряда этого слоя). Формула (1.7) при этом принимает вид [1.2]

$$I_D = \frac{\alpha_n I_G + I_d + I_{sc}}{1 - \alpha_p - \alpha_n}. \quad (1.8)$$

Увеличение тока приводит к росту инжекции из обоих эмиттерных переходов, в результате чего происходит накопление зарядов в обоих базах тиристора. Когда накопленный заряд достигает некоторого критического значения $Q_{кр}$, происходит переключение тиристора в открытое состояние.

Полное падение напряжения на полупроводниковой структуре тиристора во включенном состоянии U_T равно алгебраической сумме падений напряжений на всех переходах плюс падение напряжения на всех слоях p - n - p - n структуры. При этом оказывается, что, начиная с плотностей тока, больших 1 А/см^2 , в низкоомной n -базе тиристора реализуется высокий уровень инжекции, и значение падения напряжения на этой области, дающее существенный вклад в U_T , начинает зависеть от плотности тока нелинейно (см. [1.6, § 3]). Для практических целей обычно используют линейную аппроксимацию типа (1.4) или степенную типа (1.5).

Типичные зависимости анодных тока и напряжения тиристора от времени в процессе включения (перевода из непроводящего прямого состояния в проводящее) тиристора приведены на рис. 1.12.

Переходный процесс включения тиристора складывается из трех основных этапов: задержки, нарастания тока (спада напряжения) и установления стационарного состояния.

Под задержкой понимают начальный этап процесса включения тиристора от момента подачи импульса тока управления t_0 (рис. 1.12, *а*) до момента t_1 , соответствующего началу нарастания анодного тока и спада анодного напряжения. Время задержки t_d включает время пролета носителей t_n заряда через базовые слои полупроводниковой структуры тиристора и время накопления t_n в ее базовых слоях заряда $Q_{кр}$. За это время ток утечки структуры тиристора нарастает до тока переключения структуры (рис. 1.12, *б*).

При больших амплитудах импульса тока управления и крутом его фронте с ростом тока управления время накопления

t_n стремится к нулю, а время задержки t_d — к некоторому минимальному значению, определяемому временем пролета t_n . С ростом напряжения, приложенного к тиристору в прямом направлении, эффективные толщины базовых слоев его полупроводниковой структуры уменьшаются вследствие расширения слоя объемного заряда коллекторного перехода j_2 , что снижает время пролета носителей заряда и уменьшает время задержки включения тиристора.

Продолжительность этапа задержки определяет минимально необходимую длительность отпирающего тока управления тиристора.

Зависимость анодного тока тиристора от времени на интервале его нарастания при включении (рис. 1.12, б, интервал $t_1—t_2$) обычно имеет экспоненциальный характер. Одновременно с ростом анодного тока начинает уменьшаться напряжение на тиристоре (рис. 1.12, в), при этом следует иметь в виду, что включение тиристора происходит не одновременно по всей его площади, а лишь в ограниченной области вблизи управляющего электрода. Это приводит к тому, что анодный ток тиристора, нарастающий со скоростью, определяемой параметрами внешней электрической цепи, протекает не по всей площади структуры, а только по ее уже включившейся части. Плотность анодного тока тиристора, протекающего по уже включившейся площади его структуры, зависит как от скорости увеличения этой площади, так и от скорости нарастания анодного тока и, как правило, оказывается выше плотности тока в установившемся состоянии, когда структура включена полностью, а ток достиг допустимого значения. Повышенная плотность тока на начальной стадии процесса включения тиристора вызывает повышенный локальный перегрев первоначально включившейся области полупроводниковой структуры — это явление называют эффектом di/dt . Способность тиристора выдерживать определенную скорость нарастания анодного прямого тока при включении характеризуется величиной $(di/dt)_{crit}$ при определенных условиях включения.

Эффект di/dt возникает благодаря тому, что сопротивление базовых слоев полупроводниковой структуры тиристора вдоль

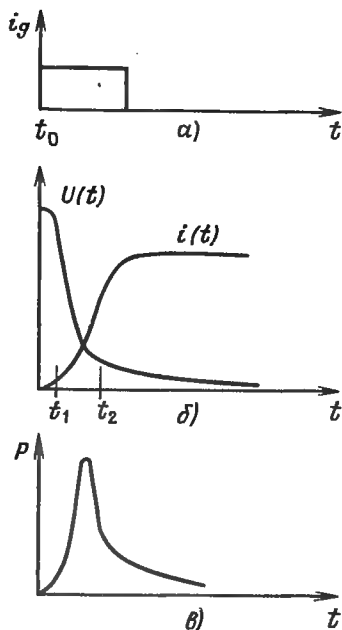


Рис. 1.12. Типичные зависимости тока и напряжения в процессе включения тиристора

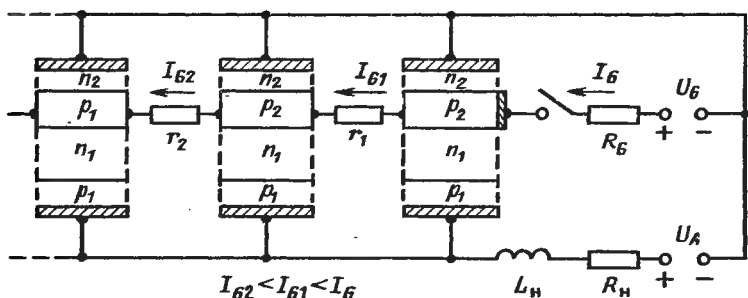


Рис. 1.13. Модель, поясняющая процесс распространения включенного состояния тиристора

поверхности p - n переходов достаточно велико и ток управления I_G не может равномерно протекать по всей площади структуры, локализуясь вблизи границы контакта электрода управления с базовым слоем p_2 .

Тиристор с определенным диаметром полупроводниковой структуры можно представить состоящим из параллельно соединенных элементарных тиристоров со структурами меньшего диаметра (рис. 1.13). При подаче на управляющий электрод тиристора отпирающего напряжения оно будет приложено к некоторому числу элементарных тиристоров, примыкающих к управляющему электроду непосредственно, а ко всем остальным — через эквивалентные сопротивления r , связывающие элементарные тиристоры. Следовательно, через управляющие электроды первой группы тиристоров в начальный момент будет проходить управляющий ток, больший, чем через все остальные. Это приведет к тому, что элементарные тиристоры, непосредственно примыкающие к управляющему электроду, раньше, чем все остальные, накопят заряд $Q_{кр}$ и включатся, после чего через них будет протекать весь анодный ток включающего тиристора.

Представленные на рис. 1.14 схемы [1.2] иллюстрируют процесс распространения анодного тока тиристора по всей площади его полупроводниковой структуры. На рис. 1.14, а показан тиристор в закрытом (непроводящем) состоянии при приложении прямого напряжения. На эквивалентной схеме этого рисунка переходы двух произвольных частей структуры тиристора изображены в виде диодов с отдельно показанными емкостями переходов. Соответствующие базовые слои соединены между собой через резисторы r , отображающие сопротивление этих слоев структуры между двумя рассматриваемыми ее частями. Диоды, смещенные в прямом направлении, полностью заштрихованы.

При подаче управляющего (отпирающего) тока I_G ближайшая к управляющему электроду часть структуры переключается в проводящее состояние и напряжение на ней между анодом и катодом начинает падать (рис. 1.14, б). В частях

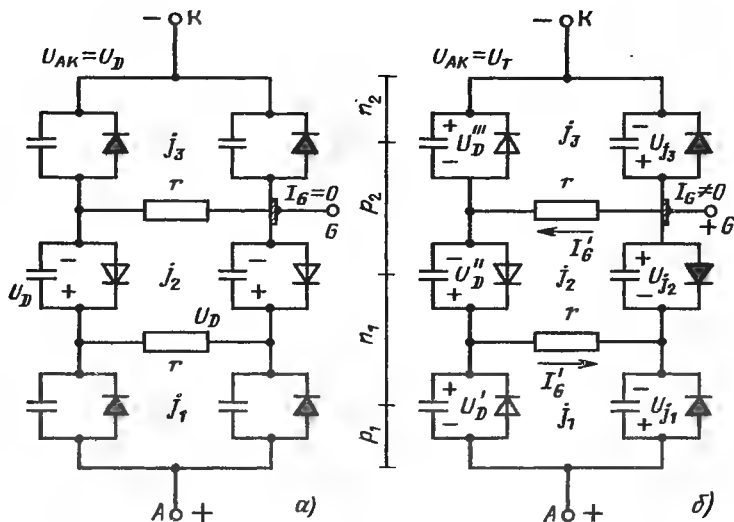


Рис. 1.14. К вопросу о физической сущности эффекта di/dt

структуры, удаленных от управляющего электрода, быстрое падение напряжения на включившейся части структуры приводит к тому, что заряд коллекторного перехода j_2 частично перераспределяется между эмиттерными переходами j_1 и j_3 , вызывая уменьшение обратного смещения коллекторного перехода j_2 и изменение смещения эмиттерных переходов j_1 и j_3 с прямого на обратное. В итоге возникает разность потенциалов вдоль базовых слоев структуры, вызывающая разряды емкостей переходов и протекание токов в направлениях, указанных на рис. 1.14, б. Эти токи представляют собой продольные токи основных носителей заряда в базовых слоях полупроводниковой структуры тиристора, действие которых по отношению частей структуры, удаленных от места контакта управляющего электрода и базового слоя p_2 , аналогично действию соответствующих токов управления, подаваемых в данном случае одновременно в оба базовых слоя полупроводниковой структуры. По мере того как в очередных зонах базовых слоев структуры тиристора накапливается критический заряд $Q_{кр}$, происходит включение очередной области структуры и анодный ток тиристора распространяется по ее площади. Реальная скорость распространения включенного состояния v полупроводниковой структуры тиристора зависит от плотности тока, геометрии прибора, от его электрофизических параметров и т. д. [1.9]. Зависимость v от j обычно описывают [1.9] логарифмической функцией

$$v = C_1 \ln j + C_2 \quad (1.9)$$

$$v = (Kj)^{1/n}, \quad (1.10)$$

где C_1 , C_2 , K , n — константы (причем n обычно находится в диапазоне 2—6 [1.10]). Для грубых оценок длительности процесса распространения включенного состояния можно считать v константой, равной 0,1 мм/мкс [1.11].

Важным фактором в процессе включения тиристора является то, что из-за возникновения в базовых слоях его полупроводниковой структуры токов основных носителей заряда после включения начальной области структуры у управляющего электрода включение оставшейся части структуры продолжается даже при условии, что импульс тока управления уже закончился.

Физическую сущность эффекта di/dt , выражающегося в повышенном нагреве первоначально включенной области структуры, можно пояснить следующим образом. До тех пор пока анодный ток $i(t)$ нарастает существенно быстрее, чем площадь $S(t)$ включенной области структуры, плотность анодного тока j во включенной части структуры, равная $i(t)/S(t)$, может резко возрастать.

Кроме того, мощность P , рассеиваемая в процессе включения тиристора в его полупроводниковой структуре и равная произведению мгновенных значений анодных тока и напряжения, также имеет ярко выраженный максимум во времени (см. рис. 1.12, в). Совместное действие этих двух факторов и вызывает существенный локальный перегрев структуры в области, находящейся в этот момент во включенном состоянии.

При недопустимо высоких скоростях нарастания анодного тока тиристор в процессе включения может выйти из строя или из-за значительного перегрева первоначально включенной области структуры, приводящего к снижению электрического сопротивления в этой области и локализации всего анодного тока в ней, или из-за высокого градиента температур, возникающего на границе проводящей и непроводящей областей структуры и приводящего к возникновению механических напряжений и появлению микротрещин в кремнии. В первом случае возможен тепловой пробой или проплавление структуры (при однократном включении), во втором может быть постепенная деградация структуры (при многократном включении).

Ясно, что стойкость тиристора к эффекту di/dt повышается с ростом первоначально включаемой площади его структуры, что достигается специальным конструктивным исполнением электрода управления и увеличением скорости нарастания и амплитуды отпирающего тока.

Ограничение скорости нарастания прямого тока тиристора при его включении обеспечивается параметрами внешней электрической цепи, куда он подключен.

Современные высоковольтные тиристоры конструируют так, что они выдерживают скорость нарастания анодного тока от 50 до 200 А/мкс. Для специальных целей конструируются тиристоры, выдерживающие существенно большие значения di/dt (около 1000 А/мкс).

С точки зрения электротехники процесс включения тиристора есть переход его из состояния низкой проводимости (большого сопротивления: 0,1—10 мОм) в состояние высокой проводимости (низкого сопротивления: 1—50 мОм). Из рис. 1.11, б видно, что между этими состояниями находится область, где дифференциальное сопротивление тиристора отрицательно. Из ВАХ вытекает, что напряжение на приборе является однозначной функцией тока, т. е. тиристор является прибором, управляемым током. Из общей теории отрицательных сопротивлений известно [1.12, 1.13], что такие приборы имеют индуктивный характер реактивности. В [1.13] показано, что эквивалентная схема замещения прибора с положительной связью по току может быть в первом приближении представлена в виде последовательно соединенных сопротивления r и индуктивности L , причем $r < 0$ и $L > 0$. В связи с тем что в современных мощных тиристорах основную часть падения напряжения в открытом состоянии составляет падение на толстой базе структуры, которое, в свою очередь, имеет также индуктивный характер реактивности [1.14], то эквивалентную схему тиристора в процессе включения можно представить в виде последовательно соединенных сопротивлений, изменяющих знак с отрицательного на положительный при переключении, и положительной индуктивности. Рассмотрим процесс включения тиристора на чисто омическую нагрузку R . Так как сопротивление прибора на участке отрицательного сопротивления весьма велико (время, в течение которого $r \approx 0$ пренебрежимо мало), то, используя соотношения $|r| \gg R$ и $r < 0$, получаем

$$i(t) = \frac{U_0}{|r|} (e^{|r|t/L} - 1), \quad t \leq t^*, \quad (1.11)$$

где U_0 — напряжение источника ЭДС.

Формула (1.11) означает, что до момента t^* ток при включении тиристора возрастает экспоненциально. В дальнейшем r становится положительным и намного меньшим, чем R , вследствие чего

$$i(t) = I^* e^{-R\tau/L^*} + \frac{U_0}{R} (1 - e^{-R\tau/L^*}), \quad \tau > 0, \quad (1.12)$$

где $I^* = I(t=t^*)$; $\tau = t - t^*$, а значение индуктивности обозначено через L^* , так как она не равна значению L на участке отрицательного сопротивления. Формулы (1.11) и (1.12) в других обозначениях и полученные другим путем содержатся в [1.14]. В [1.8] показано, что при больших скоростях di/dt и высоком анодном напряжении (более 500 В) значение L можно определить по формуле

$$L = \frac{(w_n + w_p)^3}{12 \epsilon \epsilon_0 v_{ns} v_{ps} S_0}, \quad (1.13)$$

где $12 \epsilon \epsilon_0 v_{ns} v_{ps} = 1,32 \cdot 10^3 \text{ Ф} \cdot \text{см}/\text{с}^2$. Если, к примеру, $w_n + w_p = 700 \text{ мкм}$ и $S_0 = 5 \cdot 10^{-2} \text{ см}^2$ (значения, вполне реальные для высоковольтного тиристора), то расчет по (1.13) дает $L \approx 5 \text{ мкГн}$. Это означает, что при включении тиристора с напряжения, например, 1000 В даже в безындуктивном контуре скорость нарастания тока будет не выше 200 А/мкс (U/L), причем ограничивать ее будут физические процессы, протекающие в приборе.

Процесс выключения тиристора. Эффект dU/dt . Под выключением тиристора понимают процесс перевода его из открытого состояния в закрытое (непроводящее) состояние, при котором тиристор способен выдерживать определенное прямое напряжение, прикладываемое с определенной скоростью нарастания dU/dt .

Выключение рассматриваемых в этой книге тириستоров осуществляется по силовой цепи путем приложения к ним обратного напряжения.

Когда полупроводниковая структура тиристора находится в проводящем состоянии, базовые и эмиттерные ее слои содержат избыточный заряд основных и неосновных носителей заряда, определяемый разностью между зарядом подвижных носителей заряда слоев структуры, находящейся в открытом состоянии, и зарядом, который присутствует в этих слоях, когда структура находится в непроводящем состоянии и внешнее напряжение к ней не приложено, при этом все три p - n перехода структуры тиристора смещены в прямом направлении.

При приложении обратного напряжения к тиристор, находящемуся в проводящем состоянии, он переходит из открытого состояния в закрытое за время, необходимое для удаления (рассасывания) накопленного в его слоях избыточного заряда. Зависимости от времени анодных тока и напряжения на тиристоре в процессе его выключения приведены на рис. 1.15.

В момент t_0 к тиристор прикладывается обратное напряжение — начало процесса выключения.

На интервале $t_0 - t_1$ (рис. 1.15, а) ток через тиристор уменьшается до нуля со скоростью, определяемой приложен-

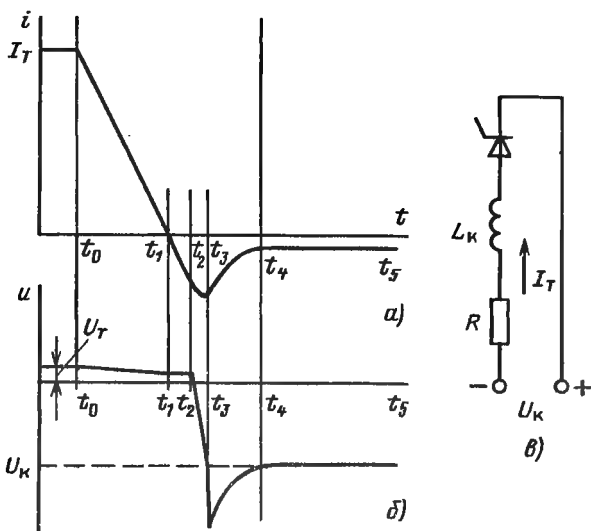


Рис. 1.15. Типичные зависимости тока и напряжения силового тиристора в процессе выключения (а, б) и схема подключения к внешнему источнику (в) с напряжением и параметрами внешней электрической цепи:

$$\left(\frac{di_T}{dt}\right)_f = \frac{U_k}{L_k},$$

где $(di_T/dt)_f$ — скорость спада тока тиристора в открытом состоянии; U_k — напряжение, приложенное к цепи с тиристором; L_k — индуктивность электрической цепи.

В процессе спада прямого тока через тиристор за счет взаимной рекомбинации электронов и дырок происходит уменьшение накопленного избыточного заряда в полупроводниковой структуре тиристора. Этот процесс инерционен, его скорость зависит от многих факторов (в первую очередь, от времени жизни дырок в n -базе) [1.9], и поэтому, как правило, к моменту t_1 в базовых слоях на границах переходов сохраняется значительный избыточный заряд электронов и дырок, а переходы j_1 , j_3 остаются прямосмещенными.

При $t > t_1$ через тиристор начинает протекать обратный ток (рис. 1.15, а), нарастающий со скоростью спада прямого тока. Структура тиристора практически не блокирует напряжения, так как в ее слоях имеется еще достаточно большое число избыточных носителей заряда. Протекание обратного тока через структуру способствует дальнейшему уменьшению концентрации избыточных носителей заряда за счет выноса их внешним электрическим полем в добавление к процессу рекомбинации, который продолжается.

Интенсивное снижение концентрации избыточных носителей заряда приводит в первую очередь к восстановлению запирающих свойств переходом j_3 . Однако напряжение пробоя перехода j_3 у рассматриваемых видов тиристоров не превышает 10 В, при большем приложенном напряжении этот переход пробивается, и его сопротивление после этого практически не ограничивает обратный ток через тиристор.

Поэтому обратный ток продолжает (после лавинного пробоя перехода j_3) возрастать с прежней скоростью до момента t_2 , когда концентрация дырок в базовом слое n_1 на границе с переходом j_1 падает до нуля, при этом переход j_1 смещается в обратном направлении, его сопротивление резко возрастает и он принимает на себя напряжение. Это приводит к уменьшению скорости нарастания обратного тока:

$$\frac{di_R}{dt} = \frac{U_k - U_{j1}}{L_k}, \quad (1.14)$$

где U_{j1} — напряжение на восстанавливающемся эмиттерном переходе j_1 .

В момент t_3 (рис. 1.15) напряжение на переходе j_1 достигает U_k , а скорость нарастания обратного тока согласно (1.14) становится равной нулю, при этом обратный ток достигает наибольшего значения и начинает убывать, так как избыточный накопленный заряд уменьшается настолько, что начинает ограничивать обратный ток. Поэтому на интервале t_3 — t_4 (рис. 1.15, а) обратный ток тиристора резко убывает с уменьшением концентрации избыточных носителей заряда в слоях полупроводниковой структуры.

Напряжение на тиристоре, воспринимаемое коллекторным переходом j_1 , начиная с момента t_3 (рис. 1.15, б), определяется следующим образом:

$$U_R = U_k + L_k \left(\frac{di_R}{dt} \right)_f,$$

где $\left(\frac{di_R}{dt} \right)_f$ — скорость спада обратного тока тиристора на интервале t_3 — t_4 .

К моменту t_4 обратный ток тиристора уменьшается до установившегося значения, скорость его изменения становится равной нулю, а приложенное напряжение уменьшается до U_k . Избыточный заряд электронов в базовом слое p_2 к этому моменту практически исчезает. Избыточный заряд в базовом слое n_1 в этот же момент t_4 имеет ненулевое значение, и полупроводниковая структура еще не восстановила своих запирающих свойств в прямом направлении. Дело в том,

что, несмотря на протекание через тиристор в интервале времени $t_3—t_4$ значительного обратного тока, избыточный заряд в базовом слое n_1 структуры убывает практически только за счет естественной рекомбинации дырок и электронов. Это связано с тем, что вместо дырок, уносимых обратным током через переход j_1 , в базовый слой n_1 поступают дырки из базового слоя p_2 , в котором они являются основными носителями заряда.

После момента t_4 ($t > t_4$) процесс рекомбинации продолжается, избыточный заряд дырок в базовом слое n_1 структуры уменьшается, и в момент t_5 , когда избыточный заряд дырок в базовом слое n_1 структуры, убывая, станет меньшим $Q_{кр}$, переходный процесс выключения тиристора считается законченным. Начиная с этого момента тиристор, не включаясь, способен выдерживать допустимое прямое напряжение, нарастающее с допустимой скоростью.

Из рис. 1.15 следует, что на интервале времени $t_0—t_2$ напряжение на тиристоре мало и при протекании спадающего прямого и нарастающего обратного тока мощность потерь в его полупроводниковой структуре мала; на интервале времени $t_2—t_4$, когда восстанавливается запирающая способность коллекторного перехода j_1 и через него протекает обратный ток, а обратное напряжение резко возрастает, мгновенная мощность потерь в полупроводниковой структуре может быть значительной (до десятков киловатт); на интервале времени $t_4—t_5$ и далее при протекании через тиристор достаточно малого обратного тока даже при приложении допустимого обратного напряжения мгновенная мощность потерь в структуре тиристора относительно мала.

Как уже отмечалось, время выключения тиристора t_q в значительной степени определяется временем жизни дырок в толстой n -базе (τ_p). Для грубых оценок можно принять, что [1.10]

$$t_q = (6 \div 10) \tau_p. \quad (1.15)$$

Если в момент $t > t_5$ (рис. 1.15) к тиристору приложить допустимое прямое напряжение, нарастающее со скоростью, превосходящей допустимое значение, то тиристор включится без подачи отпирающего импульса на его управляющий электрод. Произойдет включение по аноду вследствие эффекта dU/dt .

Процесс включения тиристора по аноду в этом случае происходит следующим образом. Как было отмечено, в закрытом состоянии вблизи перехода j_2 образуется ООЗ. Пусть ее толщина задается соотношением (1.2), т. е. $w_{sc} \sim \sqrt{U}$. Наличие слоя объемного заряда между нейтральными слоями можно

упрощенно интерпретировать как наличие плоского конденсатора, имеющего емкость C . Учитывая, что емкость плоского конденсатора обратно пропорциональна его толщине, приходим к выводу, что тиристор в закрытом состоянии эквивалентен конденсатору с емкостью $C \sim 1/\sqrt{U}$. Однако, как известно из электротехники, если к конденсатору приложить изменяющееся во времени напряжение, то через него потечет ток

$$I_C(t) = \frac{d}{dt}(CU).$$

Следовательно, при приложении к тиристоры напряжения, нарастающего со скоростью dU/dt , в нем возникает ток $I_C(t)$, пропорциональный $U^{-1/2} dU/dt$. Этот ток оказывает на тиристор такое же действие, как и ток управления, и, если введенный ток $I_C(t)$ заряд превысит значение $Q_{кр}$, тиристор перейдет в открытое состояние. Для рассматриваемых видов тиристоры включение их таким образом является нежелательным процессом (так как степень локальности при этом гораздо выше, чем при включении по управляющему электроду), и для его исключения принимаются меры технологического характера, повышающие стойкость тиристоры к dU/dt , а при применении тиристоры предусматриваются схемные решения, ограничивающие на допустимом уровне скорость нарастания приложенного к тиристоры напряжения.

Глава 2

ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ СИЛОВЫХ ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПАРАМЕТРАХ И ХАРАКТЕРИСТИКАХ СПП

Свойства и качество СПП как элементов схем силовых полупроводниковых преобразовательных устройств, а также условия, обеспечивающие их работоспособность, описывают определенным набором показателей, состоящих из ряда параметров и характеристик [2.1—2.3].

Параметрами СПП называют установленные действующими стандартами величины, определяющие допустимые значения основных воздействующих на прибор факторов в оговоренных условиях и (или) характеризующие основные отличительные свойства прибора, относящие его к определенным виду и подвиду прибора.

Характеристиками СПП называют установленные действующими стандартами взаимосвязи, определяющие зависимости свойств прибора от величин воздействующих на него факторов, условий и режимов его работы, выражаемые в виде графиков, математических формул, таблиц и (или) числовых показателей, определяемых на основании этих взаимосвязей для оговоренных условий и не отнесенных действующими стандартами к параметрам.

Максимальные и минимальные значения предельно допустимых параметров СПП определяют также значения воздействующих на них факторов, за пределами которых приборы могут быть повреждены или могут оказаться неработоспособными, т. е. не смогут выполнять требуемую функцию.

Характеристики СПП определяют путем непосредственных или косвенных измерений или расчетов, устанавливающих количественные зависимости свойств прибора от тех или иных воздействующих на него факторов в определенных условиях. Числовые значения характеристик приборов устанавливают на основании этих зависимостей при фиксированных значениях воздействующих факторов.

Значения предельно допустимых параметров и характеристик СПП, приводимые изготовителем в постановочной документации, являются гарантированными. Приводимые наряду с ними типичные значения и зависимости не гарантируются изготовителем и носят информативный характер.

Необходимо отметить, что приводимые в поставочной документации изготовителем параметры и характеристики СПП определены изготовителем для условий и режимов работы, установленных действующими стандартами. В реальных условиях и режимах применения допустимые воздействия на приборы, как правило, по всем или по большинству параметров отличаются от приведенных в поставочной документации. Поэтому потребитель на основании приводимых изготовителем данных должен определить допустимые значения воздействующих факторов, в пределах которых ожидается удовлетворительная работа СПП в конкретных условиях применения.

Все параметры и характеристики СПП можно разделить на две основные группы: электрические и неэлектрические. К первой группе относятся параметры по току, напряжению, электрическому сопротивлению, мощности потерь, коммутационным процессам и зависимости их от условий и режимов работы, ко второй — температурные, тепловые, механические и климатические параметры и зависимости их от условий и режимов работы.

Предельно допустимые значения параметров СПП, относящие данный прибор к тому или иному виду, подвиду, типу и типоминиалу, принято называть классификационными

параметрами СПП, а значения параметров СПП, определяющие допустимые величины воздействующих на приборы факторов, называют эксплуатационными параметрами СПП.

Эксплуатационные параметры, характеризующие свойства и возможности СПП в конкретных условиях и режимах его применения, определяет потребитель на основании классификационных параметров СПП и его параметров и характеристик, приводимых изготовителем в каталожной информации. Методы расчетов и выбора диодов и тиристоров для применения в схемах преобразовательных устройств, практически сводящиеся к определению эксплуатационных параметров СПП, приведены в гл. 4.

2.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИЛОВЫХ ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ

Основные электрические параметры силовых диодов. На рис. 2.1 представлены прямая и обратная ВАХ диода [напомним, что под ВАХ мы понимаем выраженную аналитически и (или) графически зависимость напряжения на приборе от протекающего через него тока]. Точка *C* на обратной ВАХ соответствует напряжению U_{BR} , при котором начинается лавинный пробой полупроводниковой структуры, точка *B* — напряжению, называемому неповторяющимся импульсным обратным напряжением U_{RSM} . Под ним понимают наибольшее мгновенное значение такого неповторяющегося напряжения, которое допускается прикладывать к диоду в обратном направлении и которое обусловлено обычно процессами, происходящими вне схемы преобразовательного устройства (в предположении, что его действие исчезает полностью до появления следующего переходного напряжения). Точка *A* соответствует напряжению, называемому повторяющимся импульсным обратным напряжением U_{RRM} .

Напряжение U_{RRM} — это наибольшее мгновенное значение напряжения, которое допускается прикладывать к диоду в обратном направлении, включая все повторяющиеся переходные напряжения, обусловленные процессами, происходящими в схеме преобразовательного устройства и собственно диода. Величина U_{RRM} , выраженная в сотнях вольт, называется классом прибора. Фактически это максимальное импульсное напряжение, которое потребитель может прикладывать к прибору без каких-либо ограничений. Обычно $U_{RSM}(U_B)$ составляет $(0,7—0,8) U_{BR}(U_C)$. Это соотношение представляет собой запас, который закладывает в приборы изготовитель, и величина этого запаса ни в каких информационных материалах не приводится.

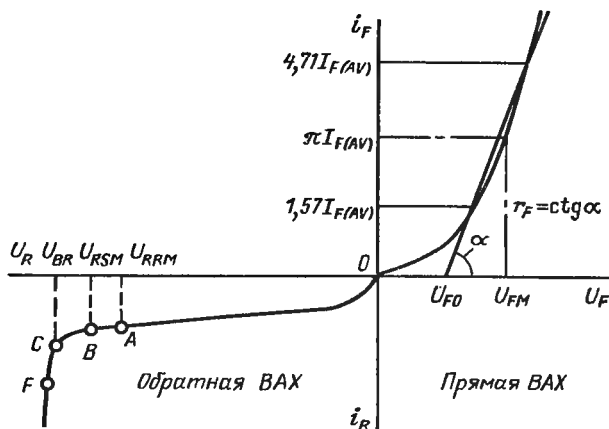


Рис. 2.1. Прямая и обратная ВАХ диода

Основной точкой на прямой ВАХ диода является предельный ток $I_{F(AV)}$ прибора, под которым понимают максимально допустимое среднее значение прямого тока, длительно протекающего через диод. Классификационное значение предельного тока определяется расчетным путем, исходя из предельно допустимой температуры структуры, и относится к режиму протекания через диод однополупериодного синусоидального тока с углом проводимости, равным 180 эл. град. Значению $\pi I_{F(AV)}$ соответствует импульсное прямое напряжение (U_{FM}) — мгновенное значение прямого напряжения, обусловленное амплитудным значением импульса среднего прямого тока диода. Импульсное прямое напряжение диода определяет его типономинал и выделяет диоды с малым прямым напряжением. На рис. 2.1 показано также, как определять параметры линейной аппроксимации ВАХ [формула (1.4)]: U_{F0} и r_F .

Динамические свойства диодов в значительной степени характеризуются временем обратного восстановления t_{rv} . Под ним понимают наибольшее время переключения диода из прямого проводящего состояния в обратное непроводящее состояние, когда он способен выдерживать приложенное обратное напряжение (интервал времени между моментом, когда в ходе переключения прямой ток диода спадает до нуля, и моментом достижения обратным током, обусловленным восстанавливающимся обратным напряжением, заданного значения). Время обратного восстановления определяет типономинал быстровосстанавливающихся диодов.

Современная полупроводниковая промышленность выпускает силовые диоды с предельными токами до нескольких тысяч ампер и повторяющимся напряжением до нескольких киловольт. Более точно диапазон выпускаемых приборов по току

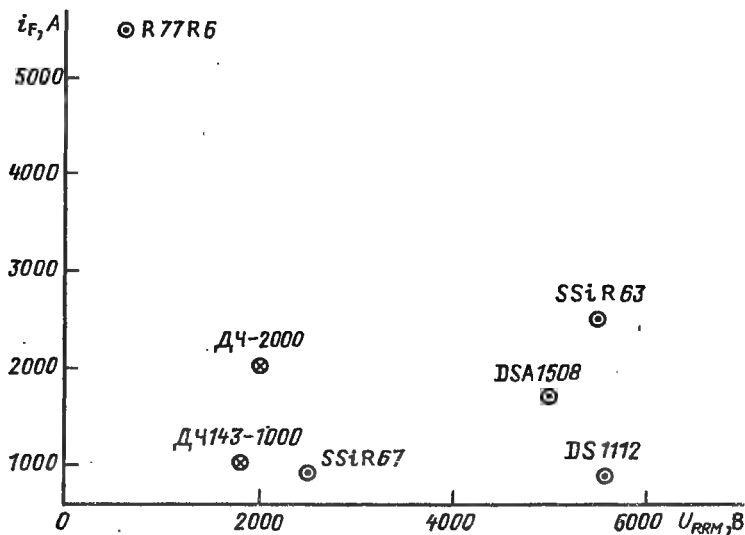


Рис. 2.2. Токи и напряжения наиболее мощных диодов:
 SSiR67, SSiR63 — быстродействующие диоды; DSA1508 — лавинный диод; R77R6, DS1112 — низкочастотные диоды; ДЧ143-1000, ДЧ-2000 — отечественные быстродействующие диоды

и напряжению показан на рис. 2.2¹. Следует отметить, что приборы на ток более 1000 А изготавливают, как правило, из кремниевых слитков диаметром 100 мм и более. При этом значения прямого падения напряжения для всех типов силовых диодов лежат обычно в пределах 1,5—2,5 В. Отсюда ясно, что диоды всех типов работают при близких значениях плотности тока через прибор, т. е. увеличение прямого тока диода достигается увеличением его рабочей площади. В свою очередь, повышение напряжения, выдерживаемого диодами, достигается увеличением сопротивления исходного материала и увеличением толщины кремниевой пластины. Ясно, что рост толщины пластины приводит к увеличению прямого падения напряжения и к увеличению накопленного заряда. Это означает, что улучшение запирающих свойств диода приводит к ухудшению его динамических характеристик и характеристик открытого состояния, и наоборот (см. рис. 2.3, а—в заимствованный из работы [2.4]). Поэтому разработчики силовых и высоковольтных диодов в процессе разработки всегда стоят перед задачей добиться такого сочетания электрофизичес-

¹ Эти данные, а также аналогичные данные по тиристорам (см. рис. 2.5) приводятся авторами с разрешения Н. Н. Крюковой, предоставившей их в наше распоряжение.

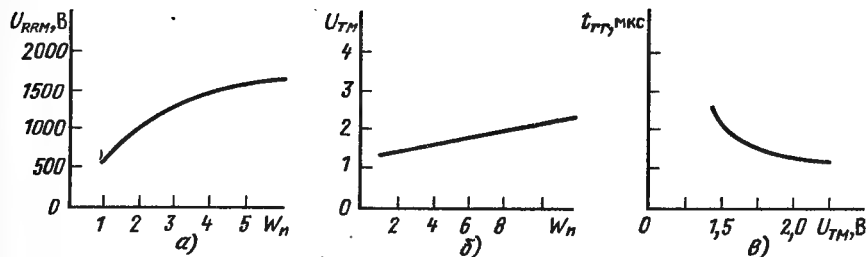


Рис. 2.3. Соотношения между основными параметрами диодов (напряжение U_{TM} дано при $I_{TM}=800 \text{ А}$, $\rho_n=50 \text{ Ом} \cdot \text{см}$)

ких и геометрических характеристик прибора, чтобы он в наилучшей степени удовлетворял требованиям заказчика.

Заметим, что современная технология позволяет так изготовить силовой диод, чтобы избежать резкого спада обратного тока в процессе обратного восстановления, что позволяет избежать значительных перенапряжений при выключении диода. Такие диоды называют приборами с мягким восстановлением [2.4].

Другой разновидностью диодов являются так называемые лавинные диоды. В этих диодах за счет применения особой конструкции $p-n$ перехода и специальных технологических приемов создаются условия, гарантирующие развитие контролируемого процесса лавинообразования в объеме структуры на достаточно большой площади $p-n$ перехода. Благодаря этому лавинные диоды при напряжении лавинообразования (см. рис. 2.1, точка F) способны кратковременно (10—100 мкс) пропускать относительно большие обратные токи — около 0,01—0,1 от допустимого тока диода в прямом направлении. Следует иметь в виду, что для нелавинных диодов превышение максимально допустимого для них напряжения (рис. 2.1, точка C) практически мгновенно приводит к пробое диода.

Основные электрические параметры силовых тиристоров. На рис. 2.4 представлены прямая и обратная ВАХ тиристора. Точки $A—C$ и F на обратной ветви имеют тот же смысл, что и для диодов. При приложении к тиристорному напряжению его ВАХ имеет две ветви — одну для закрытого, другую для открытого состояния. Точка B^* на ВАХ соответствует напряжению переключения тиристора (U_{BO}), когда при нулевом управляющем сигнале тиристор переходит из закрытого состояния в открытое. Класс тиристора определяют по минимальному из напряжений U_{BO} и U_{BR} при комнатной и максимально допустимой температуре. На ветви ВАХ, отвечающей включенному состоянию прибора, имеется точка предельного тока тиристора $I_{T(AV)}$, который определяют так же, как и у диодов. Предельному току соответствует им-

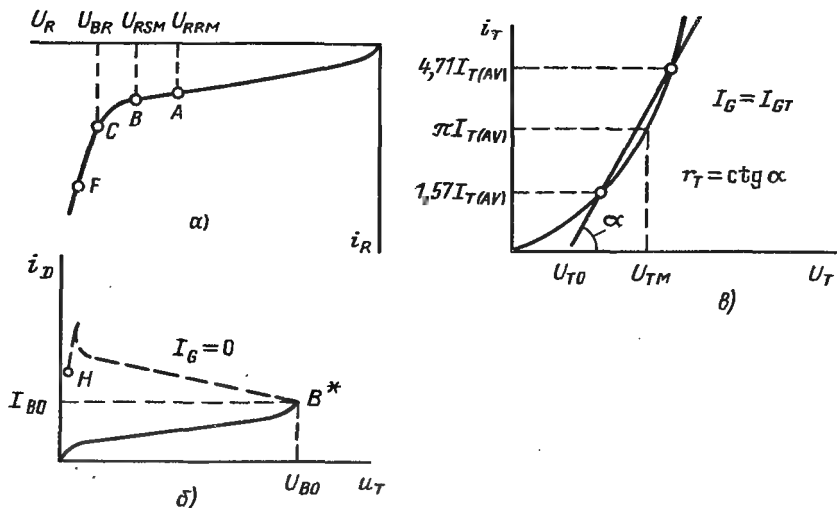


Рис. 2.4. Вольт-амперная характеристика тиристора:

а—обратная ветвь; б—прямая ветвь в закрытом состоянии; в—прямая ветвь в открытом состоянии

пульсное напряжение в открытом состоянии U_{TM} —мгновенное значение прямого напряжения при токе, равном $\pi I_{T(AV)}$. Импульсное напряжение в открытом состоянии определяет типономинал тиристора и выделяет приборы с малым значением U_{TM} . На рис. 2.4 показано, также как определять параметры линейной аппроксимации ВАХ: U_{TO} и r_T .

Динамические свойства тиристора в значительной степени характеризуются временами его включения t_{gt} и выключения t_q .

Время включения—это наибольшее время переключения тиристора из закрытого состояния в открытое при приложении к его управляющему электроду отпирающего сигнала (интервал времени между моментом приложения отпирающего сигнала и моментом, когда ток открытого состояния достигает заданного значения). Время включения определяет типономинал быстровключающихся тиристорov, выделяет быстровключающиеся тиристоры из всей совокупности тиристорov, а в сочетании с временем выключения определяет быстродействующие тиристоры.

Время выключения—это наибольшее время переключения тиристора из открытого состояния в закрытое (интервал времени между моментом перехода спадающего тока открытого состояния тиристора через нуль и моментом, когда к тиристорv может быть приложено напряжение закрытого состояния без самопроизвольного перехода тиристора в открытое состояние). Время выключения выделяет быстровык-

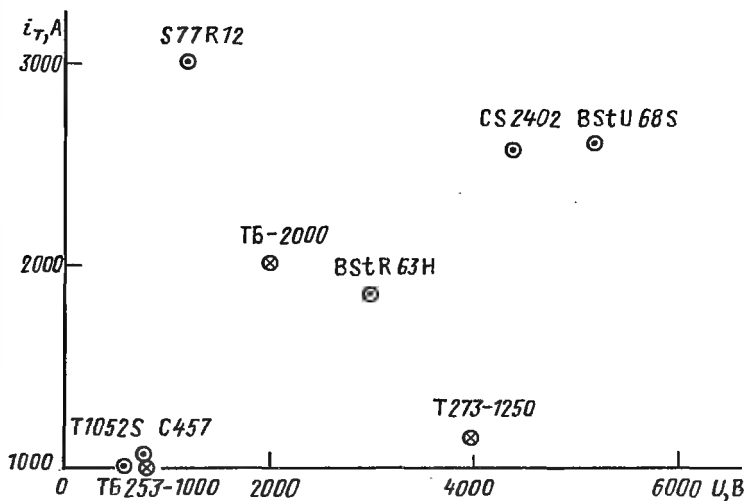


Рис. 2.5. Токи и напряжения наиболее мощных тиристоров: S77R12, CS2402, BStU68S — низкочастотные тиристоры; BStR63H — среднечастотный тиристор ($t_q < 160$ мкс); T1052S, C457 — быстродействующие тиристоры; T273-1250, TБ253-1000, TБ-2000 — отечественные низкочастотный и быстродействующие тиристоры

лучающиеся тиристоры, определяет их типонимал, а в совокупности со временем включения отмечает быстродействующие тиристоры.

Промышленность выпускает тиристоры на токи до тысяч ампер и напряжения до нескольких киловольт (рис. 2.5). Так же как и у диодов, повышение предельного тока тиристоров достигается увеличением диаметра кремниевой пластины. Увеличение класса тиристора достигается повышением сопротивления исходного кремния и толщины пластины, что ухудшает его динамику (увеличивает t_q) и ведет к росту импульсного напряжения в открытом состоянии. На рис. 2.6, а, б показаны типичные зависимости [2.5, 2.6], показывающие взаимосвязь этих трех важнейших параметров тиристоров. Из рис. 2.6 видно, что высоковольтные и сильноточные приборы имеют относительно большие времена выключения (до нескольких сотен микросекунд) и, напротив, приборы с повышенным быстродействием имеют относительно небольшой класс по напряжению (как правило, не выше 16-го). Современная технология за счет специальных методов позволяет улучшать сочетание параметров тиристоров и получать приборы на напряжение до 2 кВ и ток до 2 кА с временами выключения от 32 до 63 мкс [2.7].

Кроме указанных к важнейшим параметрам тиристора следует отнести $(di/dt)_{crit}$ и $(dU/dt)_{crit}$. Типичные значения этих

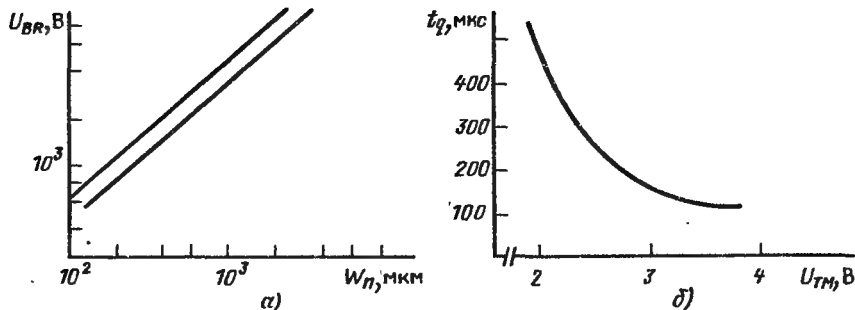


Рис. 2.6. Взаимосвязь основных параметров тиристоров (напряжение U_{TM} дано при $I_{TM}=7850$ А и $T_j=125^\circ$ С)

параметров для современных приборов составляют для $(di/dt)_{crit}$ 50—200 А/мкс и для $(dU/dt)_{crit}$ около 1000 В/мкс.

Очень важны для правильного применения тиристоров также параметры цепи управления и ток удержания. Параметры цепи управления подробно рассмотрены в гл. 4. Что касается тока удержания I_H , то его определяют как наименьший основной ток тиристора, необходимый для поддержания его в открытом состоянии. На рис. 2.4 ток удержания отвечает точке H . Важность этого параметра связана с тем, что при естественной коммутации значение I_H определяет момент, когда тиристор перестает проводить ток, т. е. выключается. Типичное значение тока удержания для отечественных приборов составляет несколько десятков миллиампер при комнатной температуре.

2.3. ОСНОВНЫЕ ТЕПЛОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ

В гл. 1 отмечено, что многие физические параметры силовых диодов и тиристоров зависят от температуры p - n перехода полупроводниковой структуры (далее просто температуры структуры) T_j . Поэтому для всех типов приборов одним из важнейших параметров является максимально допустимая температура структуры T_{jmax} . Для диодов типичным значением T_{jmax} следует считать 150 — 190° С, для тиристоров 125 — 140° С. Более низкое значение T_{jmax} для тиристоров по сравнению с диодами обычно связано с упоминавшейся в гл. 1 сильной температурной зависимостью напряжения переключения тиристоров. Следует иметь в виду, что значение T_{jmax} относится к длительному режиму работы прибора. При этом под длительным режимом надо понимать такой режим работы, когда в приборе устанавливается тепловое равновесие между рассеиваемой и отводимой им мощностями. Для

тепловых расчетов в установившемся режиме используют понятие теплового сопротивления R_{th} . Различают тепловые сопротивления переход—корпус R_{thj-c} и переход—окружающая среда R_{thj-a} . Тепловое сопротивление переход—корпус в действующей нормативно-технической документации определяют как отношение разности температуры структуры и температуры корпуса прибора в заданной точке к рассеиваемой в приборе мощности потерь при протекании постоянного прямого тока диода или постоянного тока в открытом состоянии тиристора. Мощность потерь в диоде или тиристоре в общем случае может быть определена по известной формуле

$$P = U_i(I)I,$$

где индекс i принимает значение F или T в зависимости от того, о чем идет речь (о диоде или тиристоре), а через $U_i(I)$ обозначено прямое падение напряжения в приборе, чтобы еще раз напомнить, что ВАХ СПП в открытом состоянии (прямом направлении) есть весьма сложная функция тока через прибор. На практике используют линейную или степенную аппроксимации ВАХ (см. гл. 1). В первом случае

$$P_i = U_{io}I + r_i I^2, \quad (2.1)$$

во втором

$$P_i = KI^{1+N}. \quad (2.2)$$

Для R_{th} в обоих случаях имеем соотношение

$$R_{th} = (T_j - T_c)/P_i, \quad (2.3)$$

где T_c —температура фиксированной точки на корпусе СПП.

Следует обратить внимание на то, что (2.3) есть формальное определение R_{th} , поскольку значение теплового сопротивления определяется физическими и геометрическими параметрами и конструкцией СПП. Выражение (2.3), переписанное в виде

$$T_j = T_c + P_{AV}R_{th}, \quad (2.4)$$

используют для расчетов температуры структуры в установившихся режимах, где P_{AV} —средняя мощность, рассеиваемая в приборе. Для расчета P_{AV} при линейной аппроксимации ВАХ используют выражение

$$P_{AV} = U_{io}I_{iAV} + K_\phi r_i I_{iAV}^2, \quad (2.5)$$

где K_ϕ —коэффициент формы тока, протекающего через прибор; I_{iAV} —среднее значение тока; i —индекс, принимающий значения F или T в зависимости от того, о диоде или тиристоре идет речь. Если использовать степенную аппроксимацию, то

$$P_{AV} = KI_N^{1+N}, \quad (2.6)$$

Таблица 2.1. Соотношение между диссипационным и средним током $I_N/I_{AV} (\pi I_N/I_M)$ для повторяющегося полусинусоидального тока (I_M — амплитудное значение)

N	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$\frac{I_N}{I_{AV}}$	1	1,08	1,15	1,22	1,28	1,34	1,39	1,44	1,49	1,53	1,57

где I_N — диссипационный ток [1.7]. Для тока полусинусоидальной формы соотношение между I_N и I_{AV} для N от 0 до 1 приведено в табл. 2.1 [1.7].

Для правильного применения СПП важно иметь в виду, что температура структуры в течение коротких интервалов времени может превышать максимально допустимую. Это позволяет СПП выдерживать значительные перегрузки по току. Для описания этой способности приборов используют понятия о токе перегрузки и ударном токе СПП. Подробно эти параметры рассмотрены в гл. 4. Здесь лишь обратим внимание на ряд обстоятельств, важных для понимания физических ограничений, связанных с этими параметрами.

Для расчета температуры структуры в режимах, когда тепловое равновесие не достигнуто, используют методы численного решения уравнения теплопроводности [1.6, 2.8] или концепцию переходного теплового сопротивления $Z(t)$ [2.9, 2.10]. При использовании понятия $Z(t)$ также различают сопротивления переход — корпус и переход — окружающая среда. Под переходным тепловым сопротивлением переход — корпус понимают зависимость теплового сопротивления переход — корпус от времени (длительности импульса мощности потерь, рассеиваемой в приборе и вызывающей повышение температуры перехода), т. е. если в приборе рассеивается постоянная мощность P_0 и температура структуры растет по закону $T_j(t)$, то

$$Z(t) = [T_j(t) - T_c] / P_0.$$

С помощью понятия о $Z(t)$ и принципа суперпозиции температура структуры при произвольном импульсе мощности дается так называемым интегралом Дюамеля:

$$\Delta T(t) = P(t_0) Z(t) + \int_0^t \frac{dP(\tau)}{d\tau} Z(t - \tau) d\tau, \quad (2.7)$$

где $P(t_0) = P(t=0)$.

Выражение (2.7) имеет и другие, эквивалентные формы [1.2, 2.9]. Величину $Z(t)$ аппроксимируют либо набором экспонент с различными тепловыми постоянными [2.8]

$$Z(t) = \sum_{i=1}^m R_i (1 - e^{-t/\tau_i}), \quad (2.8)$$

либо степенной функцией [2.9]

$$Z(t) = Ht^M. \quad (2.9)$$

Следует иметь в виду, что в информационных материалах функцию $Z(t)$ приводят в графическом виде и ее далеко не всегда можно описать выражением (2.9) во всем диапазоне своего существования. В работе [2.11] приведены значения H и M для многих типов отечественных СПП, а также диапазон применимости аппроксимации (2.9). Обычно значение M лежит в диапазоне 0,3—0,6.

Подчеркнем, что если $T_j > T_{j\max}$ во время неустановившегося теплового процесса, то отказ прибора может либо произойти, либо нет. Это будет зависеть от того, какие воздействия и через какое время после достижения данной T_j прикладываются к прибору. Абсолютно критической температурой является только температура плавления кремния ($T_{\text{пл}} = 1412^\circ \text{C}$). Если T_j достигает значения $T_{\text{пл}}$ даже при микросекундном импульсе мощности, происходит расплавление кремния и прибор выходит из строя. Если T_j достигает температуры $400-600^\circ \text{C}$, то начинается процесс шнурования прямого тока (резкое уменьшение сопротивления в нагретой зоне и стягивание тока в шнур). Этот процесс приводит к последующему нагреву до $T_{\text{пл}}$ и необратимому отказу, если импульс мощности имеет достаточную длительность (большую нескольких десятков микросекунд). Если T_j достигает температуры $200-300^\circ \text{C}$ и в этот момент к прибору прикладывают обратное напряжение, то возникает процесс шнурования обратного тока, который при достаточной длительности тоже приводит к необратимому проплавлению структуры. Наконец, если к прибору, нагретому до температуры $150-170^\circ \text{C}$, прикладывают прямое напряжение, то он может включиться (из-за снижения напряжения переключения, из-за температурной зависимости времени выключения или из-за эффекта dU/dt), при этом необратимое повреждение тиристора может произойти или нет в зависимости от того, насколько ограничен и ограничен ли ток через прибор при таком включении. Разнообразие возможных вариантов усугубляется тем обстоятельством, что область локального перегрева, к которой относится значение T_j , может не совпадать с областью приложения последующего воздействия, где температура может быть существенно ниже. Ряд конкретных случаев анализа отмеченных здесь обстоятельств разобран подробно в гл. 4. Следует иметь в виду, что прибор можно считать равномерно прогретым при длительности греющего импульса, большей, чем тепловая постоянная пластины кремния τ_{Si} , и, напротив, если длительность импульса меньше τ_{Si} , то прибор нагрет заведомо

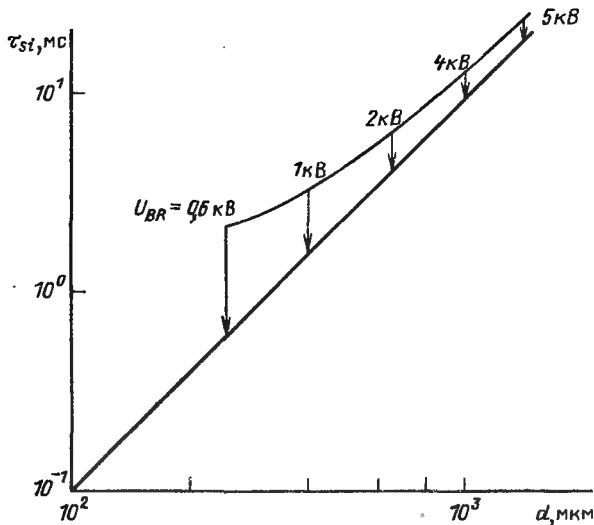


Рис. 2.7. Зависимость тепловой постоянной пластины кремния от ее толщины d и напряжения пробоя U_{BR}

неравномерно. Для оценки величины τ_{Si} можно использовать, следуя работе [2.9], соотношение

$$\tau_{Si} = \frac{\pi}{4} \frac{\rho c}{k} d^2, \quad (2.10)$$

где d — толщина кремниевой пластины; ρ , c и k — плотность, теплоемкость и теплопроводность кремния.

Подставляя числовые значения физических констант при 25°C : $\rho = 2,33 \text{ г/см}^3$, $c = 0,71 \text{ Дж/(г} \cdot ^\circ\text{C)}$, $k = 1,477 \text{ Вт/(см} \cdot ^\circ\text{C)}$ [2.12], получаем

$$\tau_{Si} \approx 0,88 d^2, \quad (2.11)$$

где d — в см; τ_{Si} — в с.

Поскольку речь идет лишь об оценке, то с той же степенью точности коэффициент в (2.11) можно положить равным 1, и тогда

$$\tau_{Si} = d^2. \quad (2.12)$$

Используя (2.12) и рис. 8 работы [2.5], мы построили рис. 2.7. Пользуясь этим рисунком, можно, даже и не зная толщины данного прибора, грубо оценить его тепловую постоянную.

Максимально допустимая температура структуры и тепловое сопротивление определяют нагрузочную способность СПП по току. Эта способность описывается рядом параметров:

максимально допустимым средним током (среднее значение) заданной формы при заданной температуре корпуса; максимально допустимым прямым током (среднее значение) заданной формы при заданной температуре охлаждающей среды и заданных охладителе и интенсивности охлаждения; максимально допустимой амплитудой тока рабочей перегрузки и его длительностью при заданной форме тока, предварительной загрузке прибора рабочим током и заданных охладителе, температуре охлаждающей среды и интенсивности охлаждения; максимально допустимой амплитудой тока аварийной перегрузки и его длительностью при заданной форме тока и известной температуре перехода полупроводниковой структуры. Подробно эти вопросы рассмотрены в гл. 4.

2.4. КЛАССИФИКАЦИЯ СИЛОВЫХ ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ

Классификация диодов и тиристоров по электрическим параметрам и характеристикам. В зависимости от характера обратной ВАХ диоды и тиристоры делятся на приборы с нелавинной и лавинной обратными характеристиками. Лавинные диоды и тиристоры (т. е. диоды и тиристоры, имеющие лавинную ВАХ) обладают способностью в состоянии лавинного пробоя при приложении к ним обратного напряжения пропускать относительно большие обратные токи и рассеивать достаточно большую мощность. Лавинные диоды и тиристоры имеют обратную характеристику стабилитронного типа, характеризующуюся значениями напряжения лавинообразования и динамического сопротивления.

Обратная характеристика лавинных диодов и тиристоров обеспечивает ограничение обратного напряжения на них в пределах, определяемых значением напряжения лавинообразования и динамического сопротивления при перенапряжениях, и тем самым защищает как приборы, так и другие элементы схемы, в которой они применены, от перенапряжений. Способность защиты от перенапряжений лавинных диодов и тиристоров ограничена допустимой мощностью потерь, которую может рассеять прибор в состоянии лавинного пробоя, причем при этом должны учитываться значение, длительность и частота перенапряжений.

В зависимости от коммутационных (динамических) характеристик среди диодов выделяются быстровосстанавливающиеся диоды — диоды, имеющие относительно малое время восстановления, а среди тиристоров — быстровключающиеся тиристоры — тиристоры с малым временем включения, быстро-выключающиеся — с малым временем выключения и быстродействующие — с относительно малыми временами включения и выключения.

Быстровосстанавливающиеся диоды, быстродействующие и быстровыключающиеся тиристоры, как имеющие малые коммутационные потери (потери выключения и включения) и малые заряды обратного восстановления, применяются в схемах, работающих на повышенных частотах. Быстровключающиеся тиристоры (иногда называемые импульсными) обеспечивают пропускание в открытом состоянии кратковременных импульсов тока большой амплитуды.

Кроме того, тиристоры классифицируют по способу управления. При этом выделяют тиристоры со световым управлением—фототиристоры и фототиристоры со встроенным источником света (светодиодом)—оптронные тиристоры. Фото- и оптронные тиристоры имеют своим достоинством гальваническую развязку между основной (анодной) цепью и цепями управления, гальванически связанными между собой у обычных тириستоров.

С достаточной степенью условности СПП можно классифицировать по току как малоамперные (до 100 А) и многоамперные (выше 100 А), а по напряжению—низковольтные (до 1000—1500 В) и высоковольтные (выше 1500—2000 В). Эта классификация хотя и не выделяет приборы с какими-то специфическими свойствами, но может оказаться и оказывается важной при конкретизации номенклатуры параметров и характеристик приборов, объемов и методик их испытаний и проверок, а также при разработке конструкций корпусов приборов, охладителей к ним и т. п.

Классификация силовых полупроводниковых диодов и тиристоров по конструкции. В зависимости от конструкции корпуса, в котором размещается полупроводниковая выпрямительная структура, диоды и тиристоры разделяют на штыревые, фланцевые, таблеточные, с корпусом под запрессовку, модульные.

Штыревые корпуса СПП (рис. 2.8) состоят из массивного основания, снабженного штырем, и крышки, которая при соединении с основанием образует герметичную полость для размещения полупроводниковой структуры. Основание корпуса диода для тиристора, на котором располагается полупроводниковая структура, служит одним из основных электрических выводов СПП и одновременно теплоотводом. Соединения основания корпуса с токоподводом и охладителем осуществляется с помощью штыря, на котором имеется резьба. Крышка корпуса СПП несет на себе второй основной электрический вывод СПП и обеспечивает изоляцию его от основания. Крышки штыревых корпусов тиристоров снабжаются также проходными изоляторами для управляющего электрода. Выводы со стороны крышки корпуса могут выполняться как жесткими, так и гибкими.

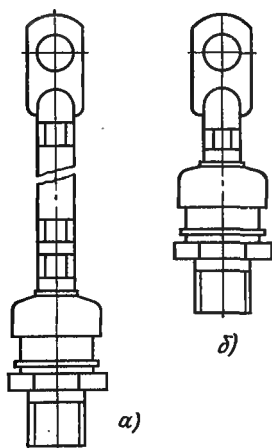


Рис. 2.8. Диод штыревой конструкции с гибким (а) и жестким (б) выводом

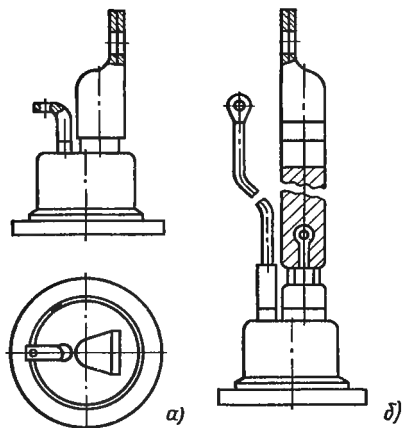


Рис. 2.9. Тиристор фланцевой конструкции с жестким (а) и гибким (б) выводами

В зависимости от ориентации полупроводниковой структуры по отношению к основанию и крышке корпуса различают диоды и тиристоры прямой (анод на основании) и обратной (катод на основании) полярности.

Внешняя образующая поверхность основания корпусов штыревой конструкции имеет форму шестигранника и обеспечивает возможность применения гаечного ключа при монтаже СПП в преобразовательном устройстве.

Фланцевая конструкция (рис. 2.9) корпусов диодов и тиристоров отличается от штыревой конструкции отсутствием штыря у основания и формой внешней образующей основания, выполненной в виде фланца. Крепление диодов и тиристоров фланцевой конструкции к токоотводу и охладителю осуществляется путем прижима фланца основания с помощью прижимного устройства. Фланцевая конструкция корпусов в отечественном силовом полупроводниковом приборостроении не имеет широкого распространения, применяется в основном для СПП, размещаемых на вращающихся конструкциях (так называемые роторные СПП).

Штыревая и фланцевая конструкции диодов и тиристоров обеспечивают возможность одностороннего охлаждения полупроводниковой структуры и применяются для СПП на токи до 320—500 А.

Таблеточные корпуса (рис. 2.10) диодов и тиристоров представляют собой цилиндрический полый изолятор, в торцевых частях которого имеются два медных основания, между которыми располагается полупроводниковая структура. Основания корпуса служат для подсоединения токоподводов

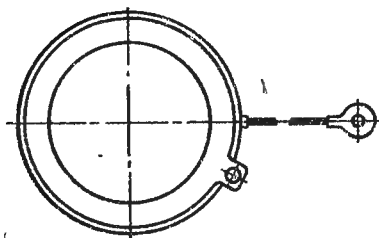


Рис. 2.10. Тиристор таблеточного исполнения

торцов дном — основанием, на котором располагается полупроводниковая структура, и проходного изолятора с гибким или жестким выводом, закрывающим второй торец цилиндра. Соединение диода в корпус под запрессовку с теплоотводом и одним из токоотводов осуществляется запрессовкой корпуса в специальное отверстие в них. Как и диоды штыревой и фланцевой конструкции, диоды в корпусах под запрессовку выполняются прямой (анод на основании) и обратной (катод на основании) полярности.

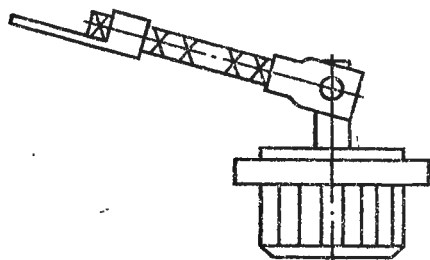
Корпуса СПП под запрессовку обеспечивают одностороннее охлаждение полупроводниковой структуры и применяются для диодов на токи до 25 А, так называемые автотракторные диоды.

Модульная конструкция (рис. 2.12) диодов и тиристоров состоит из основания с теплопроводной электроизолирующей прокладкой, на которой располагаются одна или несколько полупроводниковых структур, соединенных между собой определенным образом, и пластмассового защитного корпуса с электрическими выводами. Основание конструкции служит

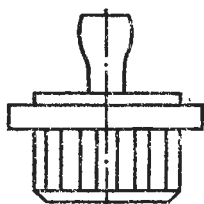
и теплоотвод, прижимаемый к основанию с помощью специального прижимного устройства.

Таблеточная конструкция корпуса диода и тиристора обеспечивает возможность как одностороннего, так и двустороннего отвода тепла от полупроводниковой структуры СПП и применяется для приборов на токи 250 А и выше.

Корпуса диодов под запрессовку (рис. 2.11) состоят из полого цилиндра с рифленой наружной образующей поверхностью, закрытого с одного из



а)



б)

Рис. 2.11. Диод с корпусом под запрессовку с гибким (а) и жестким (б) выводами

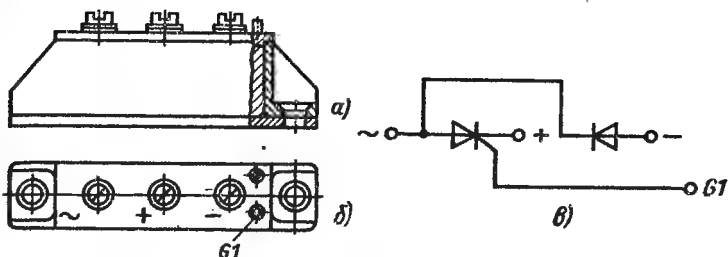


Рис. 2.12. Силовой полупроводниковый диодно-тиристорный модуль:
а, б—общий вид; в—схема соединения

теплоотводом, электрически изолированным от выводов полупроводниковых структур СПП, входящих в состав модуля. Модульные конструкции выпускают с различными комбинациями СПП на токи до 160 А.

2.5. УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ И ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ, НЕ ПРОВОДЯЩИХ В ОБРАТНОМ НАПРАВЛЕНИИ

В соответствии с действующей нормативно-технической документацией принято условное обозначение диодов и тиристоров, состоящее из условного обозначения типа прибора и дополнительного условного обозначения ряда параметров СПП, определяющих его типономинал, условного обозначения климатического исполнения и категории размещения СПП.

Условное обозначение типа диода и тиристора. Для обозначения типа диода и тиристора установлено условное буквенно-цифровое обозначение, состоящее из букв Д и Т, обозначающих соответственно вид прибора: диод и тиристор. При необходимости обозначение вида прибора дополняется буквами, обозначающими подвид прибора: Л—для лавинных диодов и тиристоров; Ч—для быстровосстанавливающихся диодов и быстровыключающихся тиристоров; Б—для быстродействующих тиристоров; И—для быстровключающихся (импульсных) тиристоров; Ф—для фототиристоров, включающихся светом и О—для оптронных тиристоров (фототиристоров со встроенным источником светового управления—светодиодом).

Непосредственно после буквенного обозначения вида и подвиды прибора следует цифровое обозначение его модификации, состоящее из трех цифр, обозначающих: первая—порядковый номер модификации конструкции; вторая—основной размер корпуса прибора (размер шестигранника под ключ для штыревых приборов, диаметр корпуса для таблеточных приборов) или номер модификации по особенности приборов фланцевой

Таблица 2.2. Значения цифровых обозначений в условном описании СПП

Цифра условного обозначения	Размер под ключ штыревого прибора, мм	Диаметр таблеточного корпуса, мм	Конструктивное исполнение корпуса
1	11	—	Штыревой с гибким выводом
2	14	40	Штыревой с жестким выводом
3	17	52	Таблеточный
4	22	58	Под запрессовку
5	27	73	Фланцевый
6	32	85	—
7	41	105	—
8	—	125	—
9	—	—	—

конструкции; третья — конструктивное исполнение корпуса. Расшифровка цифровых обозначений модификации диодов и тиристоров приведена в табл. 2.2.

После цифрового обозначения модификации прибора через тире следует обозначение предельно допустимого параметра прибора по току в амперах: среднего прямого тока для диодов I_{FAV} и среднего тока в открытом состоянии для тиристоров I_{TAV} (для импульсных тиристоров допускается амплитудное значение тока в открытом состоянии I_{TM} , если это оговорено поставочной документацией на тиристоры).

Непосредственно после цифрового обозначения тока прибора для приборов обратной полярности штыревой, фланцевой конструкции корпуса или с корпусом под запрессовку (катод на основании корпуса) ставится буква X.

Таким образом, условное обозначение типа прибора несет в себе информацию о виде и подвиде прибора, его конструктивном исполнении, включая и полярность для конструкций, где это важно, а также об одном из основных параметров по току.

Условное обозначение типоисполнения диодов и тиристоров. После обозначения типа прибора через тире приводится условное цифровое обозначение класса прибора по напряжению. Класс прибора по напряжению определяется числом, кратным

Таблица 2.3. Соотношение между классом СПП и его условным цифровым

Класс	0,5	1	2	3	...	14	15	16
Повторяющееся импульсное обратное напряжение в закрытом состоянии, В	50	100	200	300	...	1400	1500	1600

числу сотен вольт обратного повторяющегося напряжения диода и меньшего из повторяющегося обратного напряжения и повторяющегося в закрытом состоянии напряжения тиристора (табл. 2.3).

После обозначения класса прибора по напряжению через тире приводится условное буквенно-цифровое обозначение группы по коммутационным (динамическим) параметрам прибора: времени обратного восстановления для диодов и скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии, времени выключения и времени включения для тиристорov. Условное обозначение коммутационных (динамических) параметров обязательно только для быстровосстанавливающихся диодов, быстровыключающихся, быстrobeйствующих и быстровключающихся тиристорov. Тиристоры, не относящиеся к быстрым тиристорам, могут классифицироваться по скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии и времени выключения, что должно отражаться в их условном обозначении. Буквенно-цифровое условное обозначение групп по коммутационным параметрам приводится без интервалов в последовательности, соответствующей порядку изложения в настоящем параграфе.

Условные обозначения групп и соответствующие численные значения коммутационных параметров приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4. Соотношение между коммутационными параметрами СПП и их условным обозначением

Обозначение группы	1	2	3	4	5	6	7
A	10 000	1000	100	10	1	0,1	0,01
B	8000	800	80	8	0,8	0,08	0,008
C	6300	630	63	6,3	0,63	0,063	—
E	5000	500	50	5	0,5	0,05	—
H	4000	400	40	4	0,4	0,04	—
K	3200	320	32	3,2	0,32	0,032	—
M	2500	250	25	2,5	0,25	0,025	—
P	2000	200	20	2	0,2	0,02	—
T	1600	160	16	1,6	0,16	0,016	—
X	1250	125	12,5	1,25	0,125	0,0125	—

Примечание. Условное обозначение группы составляется из букв первой колонки и цифр верхней строки таблицы, а числовое значение параметра, соответствующее условному обозначению группы, определяется числом на пересечении соответствующих колонок и строк таблицы.

обозначением

18	20	22	24	28	32	36	40	44	50
1800	2000	2200	2400	2800	3200	3600	4000	4400	5000

В оговоренных случаях приборы, предназначенные для параллельной работы, после обозначения коммутационных параметров через тире обозначаются цифрой, соответствующей численному значению (до второго знака после запятой) импульсного прямого напряжения для диодов и импульсного напряжения в открытом состоянии для тиристоров, или двумя цифрами через тире, соответствующими диапазону разброса этих напряжений.

Завершением структуры условного обозначения приборов является условное обозначение климатического исполнения и категории размещения прибора в соответствии со стандартом на климатiku и номер—технических условий или стандарта, по которым прибор выпускается.

В случае, если какой-либо коммутационный параметр прибора не нормируется, то прибор относится по этому параметру к группе 0. Если для прибора все группы коммутационных параметров соответствуют цифре 0 одновременно, то в условном обозначении нуля не ставятся.

В оговоренных случаях перед условным обозначением вида прибора может проставляться цифра, условно обозначающая материал, на базе которого выполнена полупроводниковая структура прибора. Действующей документацией установлены следующие условные обозначения материалов: 1—германий, 2—кремний, 3—арсенид галлия, 4—карбид кремния.

Примеры условных обозначений приборов. Диод бысторовосстанавливающийся, первой модификации, штыревой конструкции, с гибким выводом, со средним прямым током 200 А, повторяющимся импульсным обратным напряжением 1200 В, обратной полярности, с временем обратного восстановления 2,5 мкс, отобранный для параллельного соединения с разбросом прямого импульсного напряжения от 1,41 до 1,61 В, климатического исполнения УХЛ, категория размещения 4.2, выпускаемый по ТУ 16 ...

ДЧ131-200Х-12-М4-1,41-1,61 УХЛ4.2 ТУ 16 ...

Тиристор быстродействующий, второй модификации, таблеточный, с диаметром таблетки, равным 58 мм, со средним током в открытом состоянии 400 А, повторяющимся импульсным напряжением в закрытом состоянии и обратном напряжении не менее 1600 В, критической скоростью нарастания напряжения в закрытом состоянии 200 В/мкс, временем выключения 32 мкс, временем включения 4 мкс, отобранный для параллельного соединения с разбросом импульсного напряжения в открытом состоянии от 1,75 В до 1,95 В, климатического исполнения Т, категории размещения 4, выпускаемый по ТУ 16 ...

ТБ243-400-16-Р2КЗНЧ-1,75-1,95 Т4 ТУ 16 ...

Эти же приборы в соответствии с техническими условиями, выпущенными до последних изменений стандарта, когда для

условного обозначения групп приборов по коммутационным параметрам применялось цифровое обозначение, условно обозначаются следующим образом соответственно:

ДЧ131-200Х-12-4-1,41-1,61 УХЛ 4.2 ТУ 16 ...

ТБ243-400-16-441-1,75-1,95 Т4 ТУ 16 ...

2.6. ОСОБЕННОСТИ СИЛОВЫХ ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ КАК ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ, КОМПЛЕКТУЮЩИХ СХЕМУ СИЛОВОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Силовые диоды и тиристоры, работающие в схеме ПУ, представляют собой такие его элементы, которые способны переходить из непроводящего состояния, когда они практически не проводят ток при приложении к ним напряжения, в проводящее состояние, когда они проводят ток при достаточно малом падении напряжения на них.

Состояние силового диода в нормальных условиях определяется полярностью и значением приложенного к нему напряжения, а тиристора — еще и наличием необходимого по своей величине и качеству сигнала на электроде управления. Поскольку электрическое сопротивление полупроводниковых структур диодов и тиристоров зависит от их температуры, градиента электрического поля и наличия носителей заряда, то способность СПП переходить из одного состояния в другое и находиться в каждом из них требуемое время определяется сочетанием конкретных значений указанных выше параметров, что и определяет работоспособность диодов и тиристоров. Кроме того, их работоспособность зависит еще и от физической целостности полупроводниковых структур, а следовательно, и от механических нагрузок, прикладываемых к конструкциям диодов и тиристоров, и возникающих в них механических напряжений.

Вообще работоспособность силовых диодов и тиристоров определенной конструкции, выполненных по определенной технологии, может быть достаточно четко определена значениями следующих параметров, характеризующих их состояние, — параметров состояния полупроводникового прибора:

температуры структуры;

градиента электрического поля;

механических напряжений, возникающих в полупроводниковой структуре и конструкции;

электрического и теплового сопротивлений соответствующих контактов.

Все эти параметры состояния как силового диода, так и тиристора тесно связаны между собой, и каждый из них зависит практически от всех видов воздействий на прибор

как со стороны схемы, в которой он работает, так и со стороны окружающей среды, в которой он находится.

В свою очередь, параметры состояния СПП, обуславливающие способность или неспособность их выполнять заданную функцию в каждый данный момент, определяются совокупностью факторов, воздействующих на прибор, таких, как:

мгновенные воздействия;

скорости изменения мгновенных воздействий;

интегральные воздействия;

усредненные воздействия за промежутки времени соответствующей тепловой постоянной времени конструкции.

К первой и второй группам рассматриваемых факторов относятся мгновенные значения и скорости изменения прямого тока, запираемого напряжения, тока управления (для тиристоров), тока утечки (для тиристоров) и обратного тока, мощности потерь, температуры корпуса.

Эти воздействия определяют мгновенные значения параметров состояния диодов и тиристоров и характер изменения их во времени для каждого данного момента.

К третьей группе воздействующих на диоды и тиристоры факторов относят воздействия, влияющие на состояние диодов и тиристоров за счет накопления или тепловой энергии, или носителей заряда в отдельных зонах их конструкции, что вызывает интегральное изменение параметров состояния приборов. Примерами подобных воздействий являются импульсные перегрузки по току и напряжению, а также скорость нарастания прямого напряжения для тиристоров. В результате этих воздействий снижается вентиляционная прочность силовых полупроводниковых диодов и тиристоров или за счет повышения температуры полупроводниковой структуры, или за счет накопления неосновных носителей заряда в ее базовых областях благодаря протеканию емкостного тока.

К четвертой группе факторов можно отнести действие среднего и эффективного значений прямого тока, а также запираемого напряжения диодов и тиристоров при их работе в так называемом ждущем режиме, когда они находятся длительно под напряжением, не переключаясь в проводящее состояние. Кроме того, к этой группе необходимо отнести воздействия, связанные с повторяющимися изменениями указанных токов, определяющими циклоустойчивость конструкции силовых полупроводниковых диодов и тиристоров.

Электрические воздействия, определяющие состояние СПП, можно классифицировать по источникам их возникновения на сетевые, собственные и схемные. Каждая из этих групп воздействий обусловлена процессами, происходящими соответственно в питающей сети и сети нагрузки, собственно в диоде или тиристоре и в схеме преобразовательного устройства.

Ясно, что уровни воздействий на диоды и тиристоры зависят от параметров элементов схем питающей сети, сети нагрузки, преобразовательного устройства и собственных параметров работающих в этих схемах диодов и тиристоров.

По характеру возникновения воздействий на диоды и тиристоры во времени их можно подразделить на периодические и эпизодические.

Кроме того, электрические воздействия на силовые полупроводниковые диоды и тиристоры удобно подразделить на основные и дополнительные.

Основные воздействия определяются процессами, происходящими в «идеализированных схемах», когда процессы в электрической схеме рассматриваются в условиях обычно принимаемых допущений.

Дополнительные воздействия обусловлены реально существующими отклонениями параметров элементов схем и собственно диодов и тиристоров от идеальных параметров и реальным протеканием электромагнитных процессов как в схемах, в которых они работают, так и в них самих.

Из сказанного вытекает первая особенность силовых диодов и тиристоров, состоящая в том, что они характеризуются относительно большим числом зависящих от внешних воздействий и взаимовлияющих параметров состояния.

Вторая особенность силовых диодов и тиристоров тесно связана с первой и обусловлена, с одной стороны, их универсальностью, связанной с возможностью применения в широкой номенклатуре устройств различного назначения, а с другой стороны, принятыми системой их классификации и испытаний в производстве и методами определения величин допустимых воздействий по каждому из параметров в реальных условиях их применения.

Классификационные параметры СПП, характеризующие их качество и возможности как элементов схемы силового полупроводникового устройства, определяются изготовителем диодов и тиристоров в условиях и режимах классификационных испытаний, оговоренных соответствующими стандартами, при этом практически каждый из классификационных параметров определяется в своей классификационной схеме при оговоренных условиях и, как правило, при отсутствии воздействий по другим параметрам.

В случае, когда это возможно и необходимо, отсутствие воздействий по другим параметрам компенсируется путем нагревания испытуемых диодов и тиристоров до определенной температуры. Это в большинстве случаев осуществляется подогревом от внешнего источника тепла. Необходимо отметить, что такой нагрев не эквивалентен полностью нагреву диодов и тиристоров протекающим через них током в проводящем и непроводящем состоянии или при переключениях,

так как нагрев от постороннего источника тепла (например, термостата) обеспечивает равномерный прогрев всей полупроводниковой структуры и конструкции диодов и тиристоров. В реальных условиях энергия потерь в виде тепла выделяется в определенных ограниченных зонах, что определяет существенно неравномерный прогрев как полупроводниковой структуры, так и всей конструкции диодов и тиристоров.

Классификационные схемы испытаний и условия проведения классификационных испытаний определяют изготовителем диодов и тиристоров на основании действующих стандартов из условия наиболее простого и экономического обеспечения необходимого воздействия на испытываемые диоды и тиристоры по данному параметру в условиях массового производства. Это, естественно, приводит к тому, что условия и режимы работы СПП в классификационных схемах практически никогда не реализуются в реальных условиях их применения в схемах преобразовательных устройств, охватывающих широкий диапазон условий и режимов работы и их сочетаний.

Такое положение объясняется в основном тем, что классификационные испытания, даже если не стремиться к их упрощению и не учитывать экономический аспект, не могут охватить всего многообразия условий и режимов применения СПП, выпускаемых как универсальные электрические изделия, способные работать в самых разнообразных схемах.

Необходимо отметить и еще одну особенность СПП, состоящую в том, что приемлемый для ряда других видов электротехнической продукции способ испытаний при ужесточении условий и режима испытаний по отношению к реальным условиям применения или устанавливаемым классификационным параметрам неприемлем для диодов и тиристоров, так как они очень чувствительны ко всякого рода перегрузкам, и не удастся определить ограниченное число видов испытаний и коэффициентов их ужесточения, могущих обеспечить гарантию надежной работы диодов и тиристоров во всех или даже большинстве разнообразных случаев их применения в схемах преобразовательных устройств.

Учитывая особенности классификации силовых полупроводниковых диодов и тиристоров согласно действующим стандартам, изготовитель выпускает информационные материалы (каталоги) на все типы СПП, в которых приводит достаточно полный перечень их параметров и характеристик.

Кроме того, всегда следует учитывать, что температура перехода является основным критерием, определяющим допустимость режимов работы полупроводникового диода и тиристора, и в конечном счете именно она ограничивает возможные пределы их использования как по току, так и по напряжению.

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА И ВЫБОРА ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ И УСЛОВИЙ ИХ ОХЛАЖДЕНИЯ

3.1. РЕЖИМЫ И УСЛОВИЯ РАБОТЫ ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ

Под режимом и условиями работы СПП понимают сочетание воздействующих на прибор по всем его параметрам факторов, определяющих параметры состояния прибора (температуру полупроводниковой структуры и других элементов конструкции, значение и градиент напряженности электрического поля, механические напряжения элементов конструкции, тепловые и электрические сопротивления как элементов конструкции, так и контактов между ними).

Режим и условия работы СПП в преобразовательном устройстве (ПУ) определяются схемой и параметрами ПУ, его конструкцией, параметрами и характеристиками элементов схемы устройства, режимом работы и параметрами питающей сети и нагрузки ПУ, а также влиянием внешних факторов, например температурой охлаждающей среды.

Многообразие режимов работы СПП в схемах ПУ [3.1] можно классифицировать с учетом специфики влияния того или иного режима на состояние СПП и на подход к выбору его типоминимала, удовлетворяющего предъявляемым требованиям. Обычно в этом плане рассматривают следующие виды режимов работы СПП:

Стационарный—длительный режим работы СПП при неизменном или изменяющемся в ограниченных пределах (до 20%) токе (среднее и действующее значения прямого тока для диодов и тока в открытом состоянии для тиристоров) и неизменном или изменяющемся в тех же пределах амплитудном значении прикладываемого к СПП напряжения. В стационарном режиме работы состояние СПП определяется в основном максимальным значением эквивалентной температуры его полупроводниковой структуры;

повторно-кратковременный—режим работы СПП при дискретно изменяющемся от нуля до максимума токе (среднее и действующее значения прямого тока диода и тока в открытом состоянии тиристора) и при неизменном или изменяющемся амплитудном значении прикладываемого к СПП напряжения. При повторно-кратковременном режиме работы состояние СПП определяется в основном максимальным

значением эквивалентной температуры его полупроводниковой структуры, диапазоном изменения этой температуры при переходе от одной загрузки СПП по току к другой и числом таких переходов. Повторно-кратковременный режим, как правило, имеет циклический характер;

импульсный — режим работы СПП при нагрузке его кратковременными импульсами тока большой скважности, когда состояние СПП определяется мгновенным значением температуры его полупроводниковой структуры и локальным перегревом горячих точек;

ждущий — длительный режим работы СПП при приложении к нему постоянного или переменного анодного напряжения в непроводящем состоянии без переключения СПП в проводящее состояние. В ждущем режиме состояние СПП в основном определяется локальным перегревом полупроводниковой структуры током утечки при приложении обратного напряжения и током закрытого состояния при приложении прямого напряжения к тиристоры в закрытом состоянии.

За длительный режим работы СПП принимают режим, когда время прохождения тока через него больше или равно времени t_{Ri} , необходимому для достижения его полупроводниковой структурой максимальной температуры при определенных токе и условиях охлаждения.

Рекомендуемые значения при естественном охлаждении — $t_{Ri} = 2000$ с; при принудительном охлаждении и скорости охлаждающей среды $V_{cf} = 6$ м/с $t_{Ri} = 1000$ с и при $V_{cf} = 12$ м/с $t_{Ri} = 600$ с.

Повторно-кратковременный режим работы СПП имеет место, когда время прохождения тока через него меньше t_{Ri} и время паузы также меньше t_{Ri} .

Импульсный режим работы СПП имеет место, когда время прохождения через прибор тока меньше t_{Ri} , а время паузы больше t_{Ri} .

Кроме того, при анализе режима работы СПП в схеме ПУ следует различать рабочий и аварийный режимы работы прибора:

рабочий режим — режим работы СПП, обусловленный нормальным режимом работы схемы ПУ при номинальных (с учетом допустимых отклонений) параметрах питающей сети и нагрузки;

аварийный режим — режим работы СПП, обусловленный аварийными условиями работы питающей сети, ПУ или его нагрузки, возникающий ограниченное число раз за срок службы.

Необходимость рассмотрения рабочего и аварийного режимов работы СПП обусловлена тем, что, с одной стороны, каждый из этих режимов характеризуется своим сочетанием воздействующих на СПП факторов, а с другой стороны —

свойства и способности СПП описываются в этих режимах разными параметрами и характеристиками.

Следует иметь в виду, что значения воздействующих на СПП факторов в аварийном режиме работы ПУ определяются не только процессами, происходящими в питающей сети, схеме ПУ и цепи нагрузки, но действием и параметрами элементов устройств ограничения этих воздействий. Таким образом, факторы, воздействующие на СПП по тем или иным его параметрам, как правило, могут быть с помощью ограничительных (защитных) устройств в аварийном режиме ограничены до заданного уровня.

В противоположность аварийному режиму в рабочем режиме работы ПУ уровни воздействующих на прибор факторов определяются только параметрами и режимом работы питающей сети, схемы ПУ, его нагрузки и не могут быть ограничены.

В связи с тем что состояние СПП, его работоспособность и надежность зависят от температуры его полупроводниковой структуры, градиента температуры, диапазона и скорости ее изменения, напряженности и градиента электрического поля полупроводниковой структуры и изоляционных промежутков конструкции прибора, а также от значения и характера механических и климатических воздействий на элементы конструкции СПП, то при выборе типоминимала СПП для применения в схеме ПУ в качестве исходных должны быть учтены все воздействующие факторы, непосредственно или косвенно влияющие на СПП по всем его параметрам.

Температура полупроводниковой структуры СПП, скорость и диапазон ее изменения, а также температура корпуса СПП определяются мощностью, рассеиваемой в полупроводниковой структуре и элементах конструкции СПП, зоной выделения потерь, зависимостью мощности потерь от времени, тепловыми сопротивлениями элементов конструкции СПП и условиями его охлаждения. В то же время потери в полупроводниковой структуре зависят от формы, значения и частоты анодного тока СПП и приложенного к нему напряжения в проводящем и непроводящем состоянии, а также на интервалах переключения из проводящего состояния в непроводящее и наоборот.

Напряженность и градиент напряженности электрического поля в полупроводниковой структуре и изоляционных промежутках конструкции СПП определяются значением и формой прикладываемого к нему напряжения, а также значением и формой тока, протекающего через СПП непосредственно перед приложением к нему напряжения.

Значения и характер механических и климатических воздействий на СПП определяются уровнями механических и климатических воздействий на ПУ и его конструкцией, а также

уровнями механических воздействий на элементы конструкции СПП, вызываемыми изменениями окружающей температуры, особенностями монтажа и условий его охлаждения.

3.2. КЛАССИФИКАЦИЯ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Определение номенклатуры исходных данных для выбора СПП и ранжирование этих данных по их важности в значительной степени обуславливаются требованиями, предъявляемыми к разрабатываемому ПУ и включающими в себя данные о функциональном назначении, основных параметрах (мощность, напряжение), режимах работы, технико-экономических показателях, условиях эксплуатации и т. п. Учитывая сказанное, целесообразно рассмотреть классификацию ПУ по признакам, определяющим или влияющим на принципы подхода к выбору СПП.

Получившие широкое распространение в настоящее время в силовой энергетике, электротехнологии, электроприводе и других областях применения ПУ в зависимости от их функционального назначения можно классифицировать следующим образом:

- преобразователи энергии переменного тока в энергию постоянного тока (выпрямители);
- преобразователи энергии постоянного тока в энергию переменного тока (инверторы);
- преобразователи переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты (преобразователи частоты);
- преобразователи переменного тока одного числа фаз в переменный ток другого числа фаз (преобразователи числа фаз);
- преобразователи постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения (преобразователи постоянного напряжения).

Во всех случаях применения СПП к ним предъявляют требования по нагрузочной способности по току и напряжению. При применении в схемах инверторов тиристоры, кроме того, должны удовлетворять требованиям к динамическим параметрам, а применяемые в этих схемах диоды, как правило, должны иметь удовлетворительные характеристики при работе в импульсном режиме. Схемы преобразователей частоты напряжения и числа фаз, построенные на базе комбинации схем выпрямителей и инверторов (со звеном постоянного тока), предъявляют к приборам требования по тем же параметрам, что и схемы выпрямителя и инвертора соответственно.

Приведенная классификация ПУ, характеризующая специфику применения в их схемах СПП, достаточно условна, так как в большинстве случаев происходит одновременное измене-

ние двух и более параметров электрической энергии, например при выпрямлении, инвертировании, изменении числа фаз и частоты возможно изменение и значения напряжения; выпрямление и инвертирование можно рассматривать как частные случаи преобразования частоты, а при преобразовании частоты иногда изменяется как значение напряжения, так и число фаз.

Исходя из этого, отнесение преобразовательных устройств к тому или иному виду по функциональному назначению осуществляется по основной функции, которую оно должно выполнять в соответствии с предъявляемыми к нему требованиями.

Учитывая тот факт, что значение мощности ПУ (его способность преобразовывать в единицу времени определенное количество электрической энергии) существенно влияет на подход к его разработке, конструированию и эксплуатации, а следовательно, и к формулированию требований к применяемым СПП, представляется целесообразным классифицировать преобразовательные устройства по мощности. Общепринятым можно считать деление преобразовательных устройств на:

маломощные (до $10 \text{ кВ} \cdot \text{А}$);

средней мощности ($10—250 \text{ кВ} \cdot \text{А}$);

большой мощности (выше $250 \text{ кВ} \cdot \text{А}$).

Границы между указанными группами ПУ достаточно размыты, и отнесение их к той или иной группе определяется и рядом других факторов, таких, как область применения, назначение и т. п. В устройствах большой мощности СПП должны, например, обладать параметрами и характеристиками, обеспечивающими их оптимальную работу при групповом соединении, а в устройствах малой мощности становится важным уровень потерь в СПП.

В зависимости от уровня напряжения преобразуемой электроэнергии ПУ можно подразделить на две группы: низковольтные (до 1000 В) и высоковольтные (выше 1000 В). К СПП низковольтных устройств, кроме всего прочего, предъявляются требования по напряжению в проводящем состоянии (прямое напряжение диодов и напряжение в открытом состоянии тиристоров), а применение СПП в высоковольтных устройствах обуславливает требования к параметрам и характеристикам СПП, обеспечивающим оптимальные условия ограничения коммутационных перенапряжений на них и последовательное соединение СПП.

При составлении технического задания на разработку ПУ кроме формулирования технических требований, обеспечивающих выполнение его основных функций, и отнесения его к той или иной классификационной группе преобразовательных устройств должен быть определен основной технико-экономический показатель (критерий), позволяющий оценить качество

устройства как на стадии его разработки, так и на всех последующих стадиях его существования (конструирование, изготовление и эксплуатация). В зависимости от того, каким является этот показатель, ПУ можно подразделить на устройства, основными показателями качества которых являются повышенная надежность работы, экономичность при изготовлении и эксплуатации, а также согласованный оптимум предыдущих показателей.

Установленный основной технико-экономический показатель качества (эффективности) ПУ в значительной степени влияет на выбор того или иного типономинала СПП для комплектации схемы устройства, так как он определяет рациональный для данного конкретного случая уровень загрузки СПП по тем или иным его параметрам. Так, если основным показателем технико-экономической эффективности преобразовательного устройства является надежность, то загрузка СПП практически по всем параметрам должна быть существенно занижена по отношению к допустимой в данных условиях применения в целях повышения надежности работы СПП, а следовательно, и повышения надежности работы устройства; если экономичность проявляется при производстве, то загрузка СПП по всем или ряду основных параметров должна приближаться к допустимой в данных условиях применения в целях уменьшения числа необходимых приборов или упрощения и облегчения устройств, ограничивающих значения воздействующих на СПП факторов по соответствующим параметрам, что снижает стоимость устройства; если экономичность заключается в эксплуатации, то загрузка СПП по параметрам, определяющим потери в них, и необходимые параметры ограничивающих устройств должны быть выбраны из условия обеспечения минимума суммарных потерь; если имеется согласованный оптимум, то уровни загрузки СПП, их типономиналы и схемные решения вентильной части ПУ должны быть выбраны, исходя из условия обеспечения разумного сочетания надежности и экономичности.

Значения рекомендуемых нагрузок СПП в зависимости от преимущественного технико-экономического показателя ПУ приведены в § 3.3.

Опыт разработки и проектирования ПУ показывает, что расчетам, анализу и экспериментальным исследованиям условий и режимов работы СПП следует уделять не меньшее внимание, чем анализу и расчетам энергетических показателей и внешних характеристик ПУ. Без проведения на должном уровне и в достаточном объеме этой работы не может быть гарантировано надежное функционирование ПУ, а полученные расчетные показатели его могут оказаться недостижимыми на практике.

3.3. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА И ВЫБОРА ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ

Особенности параметров и характеристик диодов и тиристор. Перечень параметров и характеристик диодов и тиристор, приводимых в информационных материалах и используемых при выборе СПП для применения в схеме ПУ, дан в [3.2]. Допустимое значение каждого предельного и характеризующего параметра, указанное в них, соответствует определенным оговоренным условиям.

Такие условия будем в дальнейшем называть классификационными, а значения параметров и характеристик — классификационными значениями.

При условиях работы СПП, отличающихся от классификационных, допустимые значения параметров могут существенно отличаться от классификационных значений.

Условия работы СПП в схеме ПУ, как правило, отличаются от классификационных, причем характер отличия таков, что допустимые значения параметров в этих условиях меньше классификационных значений.

Для примера рассмотрим качественные изменения допустимых значений некоторых параметров при условиях работы, отличающихся от классификационных. Количественные изменения допустимых параметров СПП в реальных условиях применения рассматриваются в гл. 4.

Допустимый средний ток в открытом состоянии прибора $I_{F(AV)}$ ($I_{T(AV)}$).

Для каждого СПП в информационных материалах задан ток $I_{F(AV)}$ ($I_{T(AV)}$) при следующих классификационных условиях: форма тока — однополупериодная синусоидальная, угол проводимости $\beta = 180$ эл. град, частота $f = 50$ Гц, режим длительный, температура корпуса T_c , например, 85°C .

В большинстве случаев СПП применяют в ПУ, выполненных по трехфазной мостовой схеме, и при этом форма тока несинусоидальная, угол проводимости $\beta < 180$ эл. град, значение тока через СПП, усредненное по периоду питающего напряжения, не остается неизменным, условия охлаждения, как правило, хуже, чем в классификационном режиме, частота тока f в ряде случаев больше 50 Гц.

Указанные отличия приводят к следующему.

При $f > 50$ Гц и $\beta = 180$ эл. град мощность потерь в СПП увеличивается за счет увеличения коммутационных потерь. Вследствие этого температура структуры T_j при токе, равном классификационному, превысит допустимое значение $T_{j\max}$. Поэтому ток должен быть уменьшен так, чтобы температура структуры не превышала $T_{j\max}$.

Зависимость тока $I_{F(AV)}$ ($I_{T(AV)}$) от частоты приведена на рис. 3.1. Из рисунка видно, что снижение допустимой нагрузки

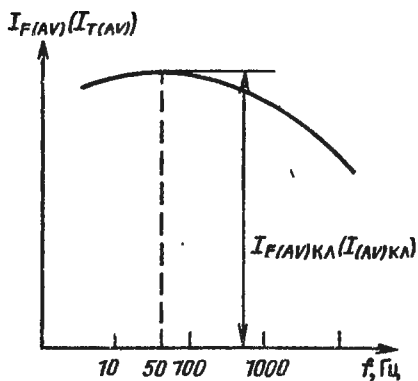


Рис. 3.1. Частотная характеристика СПП:

$I_{F(AV)кл} (I_{T(AV)кл})$ — классификационное значение тока

СПП имеет место и при уменьшении частоты $f < 50$ Гц. Это объясняется тем, что при неизменном среднем значении тока, равном классификационному, средняя температура структуры также остается неизменной, но возрастают длительность t_i и период T протекания каждого импульса тока, а следовательно, и диапазон колебаний температуры структуры ΔT_j . Поэтому допустимый ток СПП должен быть уменьшен так, чтобы наибольшая температура перехода СПП на интервале t_i не превышала максимально допустимого значения T_{jmax} .

При $\beta < 180$ эл. град допустимый ток СПП уменьшается за счет увеличения доли мощности потерь, определяемой действующим значением тока через СПП (рис. 3.2). Так, при одном и том же среднем токе через СПП $I_{F(AV)}$ с уменьшением угла проводимости увеличивается амплитуда тока, и его действующее значение I_{FRMS} , а следовательно, увеличиваются полная мощность потерь в СПП и температура перехода T_j :

$$I_{FRMS} = K_{\phi} I_{F(AV)},$$

где K_{ϕ} — коэффициент формы тока.

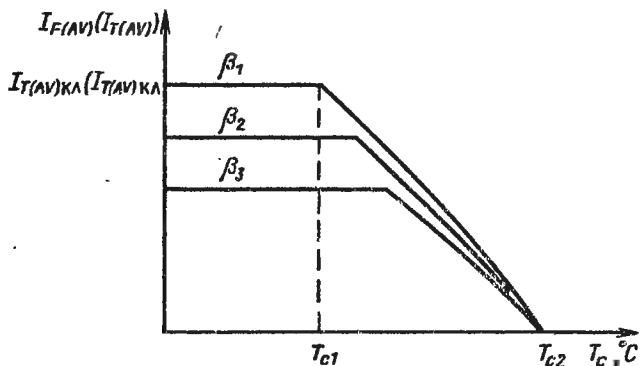


Рис. 3.2. Зависимость допустимого среднего тока $I_{F(AV)} (I_{T(AV)})$ от температуры корпуса T_c и углов проводимости β : $\beta_1 > \beta_2 > \beta_3$; T_{c1} соответствует классификационной температуре корпуса $T_{c,кл}$, а T_{c2} — максимальной температуре структуры T_{jmax} .

При синусоидальной форме тока и, например, при $\beta = 180$ эл. град $K_\Phi = 1,57$, а при $\beta = 120$ эл. град $K_\Phi = 1,87$. При прямоугольной форме тока и $\beta = 180$ эл. град $K_\Phi = 1,41$, а при $\beta = 120$ эл. град $K_\Phi = 1,73$.

Чтобы при этом не была превышена максимальная температура $T_{j\max}$, допустимый средний ток СПП необходимо уменьшить по сравнению с его классификационным значением.

Из рис. 3.2 видно, что с ухудшением условий охлаждения СПП, т. е. с увеличением температуры его корпуса T_c , допустимый ток также уменьшается, поскольку уменьшается допустимый перегрев структуры ΔT_j над температурой корпуса:

$$\Delta T_j = T_{j\max} - T_c.$$

При прямоугольной форме тока его действующее значение несколько меньше, чем при синусоидальной форме, а следовательно, и доля потерь мощности, определяемая действующим током СПП, меньше. Поэтому при $\beta < 180$ эл. град и прямоугольной форме тока при прочих равных условиях требуется несколько меньшее снижение тока по отношению к его классификационному значению.

На рис. 3.3 приведены зависимости амплитуды импульсов допустимого тока прибора I_{FM} (I_{TM}) от их длительности t_i при синусоидальной форме тока и при значениях частоты $f > 630$ Гц. Эти зависимости имеют явно выраженные максимумы, т. е. с уменьшением длительности импульсов t_i при данном значении f допустимый ток вначале несколько возрастает, а затем падает. Уменьшение допустимого тока наступает при $t_i < 40 \div 60$ мкс и связано с тем, что полупроводниковая структура СПП не успевает включиться по всей площади и мощность потерь концентрируется лишь во включенной части структуры. Отвод тепловых потерь также происходит только от включенной части, и поэтому тепловое сопротивление участка переход — корпус больше, чем при полностью включенной структуре. Все это приводит к локальному перегреву перехода и требует снижения допустимого тока.

Из кривых рис. 3.3 также видно, что при $t_i = \text{const}$ с ростом частоты f допустимое значение тока уменьшается.

При трапецеидальной форме тока, $f > 50$ Гц и $\beta = \text{const}$ допустимый ток СПП уменьшается как с ростом частоты f при неизменной скорости нарастания тока di_A/dt , так и с ростом di_A/dt при $f = \text{const}$ (рис. 3.4).

Уменьшение допустимого среднего тока по сравнению с классификационным значением в обоих случаях связано с увеличением коммутационных потерь в СПП.

При трапецеидальной форме тока, $f = \text{const}$ и $di_A/dt = \text{const}$ с уменьшением угла проводимости ($\beta < 180$ эл. град) допустимый средний ток СПП также уменьшается.

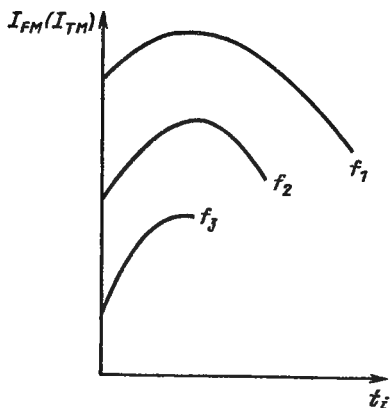


Рис. 3.3. Зависимость допустимой амплитуды импульсов тока $I_{FM}(I_{TM})$ синусоидальной формы от длительности импульсов t_i и частоты f : $f_1 < f_2 < f_3$ (масштаб по осям логарифмический)

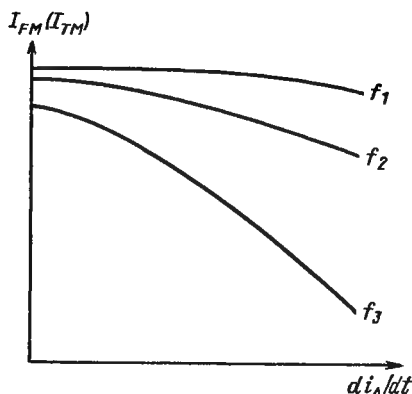


Рис. 3.4. Зависимость допустимой амплитуды импульсов тока $I_{FM}(I_{TM})$ трапецеидальной формы от скорости изменения анодного тока di_A/dt и частоты f : $f_1 < f_2 < f_3$ (масштаб по осям логарифмический)

В эксплуатации возможны режимы перегрузки, когда ток СПП непродолжительное время превышает допустимое при неизменной нагрузке значение тока. В этом случае ток СПП на интервалах, предшествующих перегрузке, должен быть меньше допустимого тока при неизменной нагрузке настолько, чтобы в момент окончания перегрузки температура перехода не превышала бы T_{jmax} .

На рис. 3.5 показана зависимость амплитуды допустимого тока рабочей перегрузки $I_{F(OV)}(I_{T(OV)})$ от длительности перегрузки t_{OV} при разных значениях коэффициента предшествующей нагрузки K , который равен отношению среднего тока, предшествующего перегрузке, к максимально допустимому среднему току СПП при принятых условиях охлаждения.

В импульсных режимах с большой скважностью тока нагрузки допустимое среднее значение тока СПП может быть во много раз меньше его классификационного значения. Степень уменьшения тока определяется из условия, что наибольшая температура перехода на интервалах протекания импульса тока не должна превышать допустимое значение T_{jmax} .

При циклическом характере изменения тока нагрузки фактором, ограничивающим ток, наряду с температурой перехода T_j становится допустимое число температурных циклов $N_{цmax}$ работы СПП за срок службы. На рис. 3.6 приведена зависимость $N_{цmax}$ от диапазона изменения температуры перехода ΔT_{jc} . Из условия обеспечения циклостойкости СПП

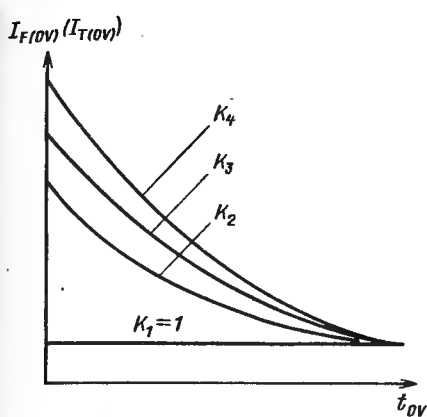


Рис. 3.5. Зависимость допустимой амплитуды тока рабочей перегрузки $I_{F(ov)} (I_{T(ov)})$ от длительности перегрузки t_{ov} и коэффициента предшествующей нагрузки K : $K_1 > K_2 > K_3 > K_4$ (масштаб по оси абсцисс логарифмический)

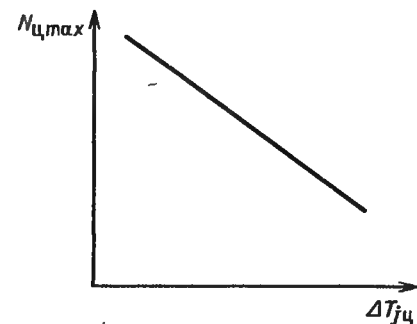


Рис. 3.6. Зависимость допустимого числа циклов $N_{ц, max}$ от изменения температуры перехода ΔT_{jc} при циклической токовой нагрузке. Масштаб по оси $N_{ц, max}$ логарифмический

допустимый средний ток приходится иногда снижать довольно значительно.

Фактором, ограничивающим нагрузку СПП в рабочем режиме, может служить также значение аварийного тока в схеме ПУ. Это связано с тем, что при мощности питающей сети, соответствующей мощности ПУ, отношение амплитуды аварийного тока в такой сети к классификационному току СПП может достигать 45 и более, в то время как допустимое значение этого отношения для современных СПП, указываемое в информационных материалах, не превышает 30. Из этого следует, что выбирать СПП следует так, чтобы классификационное значение среднего тока СПП было больше среднего тока нагрузки.

Во многих случаях на СПП могут воздействовать одновременно несколько из рассмотренных факторов. Уменьшение допустимого тока СПП по сравнению с его классификационным значением должно соответствовать результирующему эффекту от всех одновременно действующих факторов.

Рассмотренные факторы, ограничивающие допустимый ток нагрузки СПП, не могут быть произвольно изменены, так как определяются либо значением и характером тока нагрузки ПУ, либо параметрами питающей сети, либо заданными условиями охлаждения.

Такие воздействующие факторы относятся к основным, и единственный путь их учета — это выбор СПП с классификационным током достаточного значения.

Ударный неповторяющийся прямой ток $I_{FSM} (I_{TSM})$. В информационных материалах для аварийного режима СПП

задана максимально допустимая амплитуда ударного тока, соответствующая, в частности, условиям, когда импульс аварийного тока имеет синусоидальную форму, а длительность импульса $t_i \leq 10$ мс.

В большинстве случаев применения СПП импульсы аварийного тока в схеме имеют форму, отличающуюся от синусоидальной, а длительность импульса $t_i > 10$ мс. Такое отличие приводит к тому, что допустимое значение аварийного тока СПП меньше его классификационного значения.

При протекании через неповрежденный СПП импульса допустимого аварийного тока без последующего приложения обратного напряжения плотность тока в структуре может достигать $1000\text{—}2000$ А/см², а температура перехода $400\text{—}450^\circ\text{C}$. Полупроводниковая структура СПП при этом не разрушается, однако ее свойства ухудшаются вследствие деградации.

Поэтому протекание аварийного тока через СПП допускается ограниченное число раз за срок службы. Отсюда следует, что при разработке ПУ недопустимо предусматривать возможность достижения рабочим током значения допустимого ударного неповторяющегося тока.

Пороговое напряжение и дифференциальное сопротивление в открытом состоянии. Пороговым напряжением U_{TO} считается численное значение напряжения в точке B (рис. 3.7) пересечения с осью абсцисс прямой, проходящей через точки $BAX C$ и D с ординатами $1,57 I_{F(AV)}$ ($1,57 I_{T(AV)}$) и $4,71 I_{F(AV)}$ ($4,71 I_{T(AV)}$).

Дифференциальное сопротивление r_T определяется по формуле:

для диодов

$$r_T = \frac{U_{FD} - U_{TO}}{4,71 I_{F(AV)}}$$

для тиристоров

$$r_T = \frac{U_{TD} - U_{TO}}{4,71 I_{T(AV)}}$$

где U_{FD} , U_{TD} — импульсное прямое напряжение диода и тиристора соответственно при токе $4,71 I_{F(AV)}$ и $4,71 I_{T(AV)}$ (рис. 3.7, точка D).

В информационных материалах BAX прибора задана при $T_j = T_{j\max}$ и $T_j = 25^\circ\text{C}$. Из определения порогового напряжения

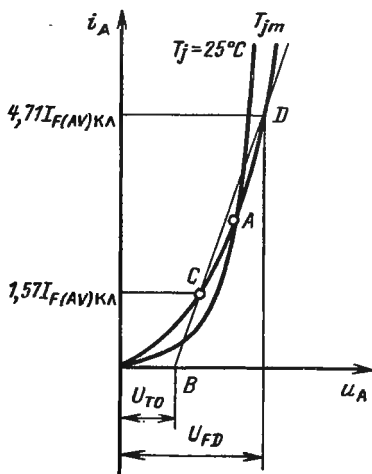


Рис. 3.7. Линейная аппроксимация прямой BAX СПП

и дифференциального сопротивления видно, что с изменением T_j изменяется пороговое напряжение и дифференциальное сопротивление.

Рекомендуемая нагрузка диодов и тиристорov. Выбор СПП следует проводить так, чтобы при всех возможных режимах и условиях его работы в пределах требований технических условий на преобразователь значение любого воздействия на СПП, приведенное (пересчитанное) к классификационным условиям, не превышало допустимое классификационное значение соответствующего параметра СПП.

По каждому параметру между его допустимым значением и значением фактического воздействия на СПП по данному параметру, приведенному к классификационным условиям, должен иметься определенный запас при всех возможных в эксплуатации условиях и режимах.

Запас по каждому параметру СПП выбирают из условия получения требуемых технико-экономических показателей ПУ в целом, при этом выбранный СПП будет иметь параметры, при которых обеспечиваются приемлемое значение мощности потерь в СПП и достаточная перегрузочная способность его по основным воздействиям, а устройства ограничения дополнительных воздействий не слишком громоздки.

Примеры деления ПУ по технико-экономическим показателям:

а) преобразователи с минимальной мощностью потерь при эксплуатации. К ним относят преобразователи для ЛЭП постоянного тока и межсистемных связей, для возбуждения турбо- и гидрогенераторов, для питания электролизных ванн, для тяговых подстанций железнодорожного и городского электрифицированного транспорта, а также переключатели ступеней под нагрузкой для мощных трансформаторов, регулирующие напряжение в электросистемах и у потребителей;

б) преобразователи, требующие экономичности производства. К ним относят бытовые электроприборы, зарядные устройства для аккумуляторов, тиристорные контакторы малой и средней мощности, автотракторные выпрямители, выпрямительные установки малой мощности;

в) высоконадежные преобразователи. К ним относят установки гарантированного электропитания, преобразователи для питания радиопередатчиков, узлов связи, вычислительных центров, преобразователи, не доступные для обслуживания, вентильные комплексы, входящие в выключатели мощности в электросистемах;

г) преобразователи, требующие согласованного оптимума по затратам и надежности. К ним относят преобразователи для мощного электропривода, мощные регуляторы и стабилизаторы напряжения, большинство преобразователей

Таблица 3.1. Рекомендуемые значения коэффициентов нагрузки диодов и

Преимущественный технико-экономический показатель ПУ	Коэффициент				
	напряжению				
	рабочему		повторяющемуся	неповторяющемуся	
	диода	тиристора			
	ψ_{uw}	ψ_{uw}		ψ_{us}	ψ_{usu}
Экономичность в эксплуатации	$\frac{0,6-0,7}{0,55-0,65}$	$\frac{0,5-0,6}{0,4-0,5}$	1	1	0,8
Экономичность в производстве	$\frac{0,7-0,8}{0,65-0,75}$	$\frac{0,6-0,67}{0,4-0,5}$	1	1	0,8
Надежность	$\frac{0,5-0,6}{0,4-0,5}$	$\frac{0,4-0,5}{0,3-0,4}$	0,8	0,8	0,6
Согласованный оптимум	$\frac{0,6-0,7}{0,55-0,65}$	$\frac{0,5-0,6}{0,35-0,45}$	0,9	0,9	0,7

Примечания: 1. Значения коэффициента ψ_{uw} , указанные в числителе, относятся к режиму).

2. Меньшие значения коэффициентов выбирают в случае, когда это не приводит к вентили.

промышленного назначения средней и большой мощности, преобразователи для электроподвижного состава железных дорог, преобразователи для судов речного и морского флота.

Критерием получения согласованного оптимума является такое соотношение показателей, когда попытка несколько улучшить любой из них влечет за собой существенное ухудшение остальных показателей.

Рекомендуемые значения коэффициентов нагрузки по главным параметрам СПП в зависимости от преимущественного технико-экономического показателя преобразователя приведены в табл. 3.1. Таблица составлена на основании анализа нагрузки диодов и тиристорov в ПУ, имеющих высокие технико-экономические показатели и хорошо зарекомендовавших себя в эксплуатации (например: установка выпрямительная типа УВКТ-8У2, ТУ 16.529.238-80; тиристорный преобразователь частоты типа ТПЧ-500-2,4, ТУ 16.729-049-76; тиристорный регулятор переменного тока типа РТПТФ-1000/360, ТУ 16.523.570-79; выпрямитель регулируемый высоковольтный типа ВРВ-400/8000У4, ТУ 16.064.064-77; агрегат бесперебойного питания типа АБП-1000-1У4, ТУ 16.516.238-79; комплектный тиристор-

нагрузки СПП по

току			температуре		числу температурных циклов
рабочему		аварийному	при рабочем режиме	при аварийном режиме	
ψ_{IAV}	ψ_{IOV}	ψ_{IS}	ψ_T	ψ_{TS}	ψ_N
0,4—0,6	0,8—0,9	1	1	1	1
0,8—1	0,9—1	1	1	1	1
0,5—0,7	0,7—0,8	0,8	0,7—0,8	0,8	0,8
0,6—0,8	0,8—0,9	0,9	0,8—0,9	0,9	0,9

к работе СПП на переменном напряжении, в знаменателе—на постоянном (ждущий к увеличению числа параллельных или последовательных СПП в схеме эквивалентного

ный электропривод серии КТЭ, ТУ 16.530.270-81; преобразователи частоты для электроприводов переменного тока серии ПЧ, ТУ 16.729.273-80).

Принято, что коэффициентом нагрузки по какому-либо параметру СПП является отношение фактического значения воздействия на СПП в схеме ПУ по данному параметру, приведенного к классификационным условиям, к классификационному значению этого параметра. Для приведения значения воздействия к классификационным условиям используют заданные в информационных материалах графические или аналитические зависимости параметра от условий и режима работы.

Условия и режим работы выбирают в пределах технических условий на ПУ такими, при которых данное воздействие может оказывать на СПП наибольшее влияние. Например, при определении воздействия на СПП аварийного тока следует учитывать наличие в момент короткого замыкания наибольшего возможного напряжения в питающей сети, возможность подпитки места короткого замыкания от параллельно работающих с поврежденным ПУ синхронных и асинхронных машин, косинусных конденсаторов, наличие максимально возможной

нагрузки на интервале, предшествующем короткому замыканию, а также фазность и место короткого замыкания в схеме, соответствующие наибольшему аварийному току через СПП как по значению, так и по длительности.

Поясним коэффициенты, входящие в табл. 3.1.

Коэффициент нагрузки СПП рабочим напряжением

$$\psi_{UW} = U_{(WM)} / U_{RRM},$$

где $U_{(WM)}$ — наибольшее рабочее напряжение (импульсное или постоянное), прикладываемое к СПП; U_{RRM} — повторяющееся импульсное обратное напряжение.

Коэффициент нагрузки СПП повторяющимся импульсным напряжением

$$\psi_{UR} = U_{(RM)} / U_{RRM},$$

где $U_{(RM)}$ — наибольшее повторяющееся импульсное напряжение, прикладываемое к СПП.

Для коэффициента нагрузки СПП неповторяющимся импульсным напряжением, следует рассмотреть два случая.

1. К СПП после прохождения аварийного тока прикладывается обратное напряжение

$$\psi_{USU} = U_{(SM)} / U_{RRM},$$

где $U_{(SM)}$ — наибольшее неповторяющееся импульсное напряжение, прикладываемое к СПП.

2. К СПП после прохождения аварийного тока обратное напряжение не прикладывается:

$$\psi_{US} = U_{(SM)} / U_{RSM},$$

где U_{RSM} — классификационное значение неповторяющегося импульсного обратного напряжения.

Считаем, что СПП выбран с соблюдением требования $T_j \leq T_{jmax}$ и приведения $U_{(WM)}$, $U_{(RM)}$ и $U_{(SM)}$ к классификационным условиям не требуется.

Коэффициент нагрузки СПП рабочим током для диода

$$\psi_{IAV} = I_{(AV)} / I_{F(AV)};$$

для тиристора

$$\psi_{IAV} = I_{(AV)} / I_{T(AV)},$$

где $I_{(AV)}$ — среднее значение рабочего тока нагрузки СПП на расчетном интервале времени, приведенное (пересчитанное) к классификационным условиям, которым соответствует заданный в информационном материале средний ток в открытом состоянии $I_{F(AV)} (I_{T(AV)})$.

Коэффициент нагрузки СПП током при рабочей перегрузке: для диода

$$\psi_{IOV} = I_{(AV)OV} / I_{F(AV)};$$

для тиристора

$$\psi_{IOV} = I_{(AV)OV} / I_{T(AV)},$$

где $I_{(AV)OV}$ — среднее значение тока на расчетном интервале, предшествующем перегрузке, приведенное к классификационным условиям, которым соответствует средний ток СПП в открытом состоянии $I_{F(AV)}$ ($I_{T(AV)}$), заданный в информационном материале.

Коэффициент нагрузки СПП аварийным током:
для диода

$$\psi_{IS} = I_{SM} / I_{FSM};$$

для тиристора

$$\psi_{IS} = I_{SM} / I_{TSM},$$

где I_{SM} — амплитуда импульса аварийного тока через СПП с учетом действия ограничительных и защитных устройств в схеме преобразователя, приведенная к классификационным условиям; I_{FSM} , I_{TSM} — классификационное значение амплитуды аварийного тока диода и тиристора при длительности импульса, соответствующей длительности фактического аварийного тока.

Коэффициент, определяющий запас по температуре перехода прибора в рабочем режиме,

$$\psi_T = T_j / T_{j\max},$$

где T_j — наибольшая эффективная эквивалентная температура перехода СПП в рабочем режиме.

За эффективную эквивалентную температуру перехода (в дальнейшем температура перехода) принята теоретическая температура, основанная на упрощенном представлении тепловых и электрических свойств СПП.

Коэффициент, определяющий запас по температуре перехода при протекании аварийного тока без последующего приложения обратного напряжения ($U_R = 0$),

$$\psi_{TS1} = \Delta T_{jS1} / \Delta T_{jS\max 1},$$

с последующим приложением обратного напряжения ($U_R \neq 0$)

$$\psi_{TS2} = \Delta T_{jS2} / \Delta T_{jS\max 2},$$

где ΔT_{jS1} , $\Delta T_{jS\max 1}$ — максимальная температура перегрева перехода от фактического аварийного тока и от импульса классификационного аварийного тока соответствующей длительности при отсутствии последующего приложения обратного напряжения; ΔT_{jS2} , $\Delta T_{jS\max 2}$ — максимальные температуры перехода в момент приложения обратного напряжения вслед за импульсом фактического аварийного тока и вслед за импульсом классификационного аварийного тока соответствующей длительности.

Коэффициент, определяющий запас СПП по числу температурных циклов работы,

$$\psi_N = N_{\text{ц}} / N_{\text{цmax}},$$

где $N_{\text{ц}}$, $N_{\text{цmax}}$ — число температурных циклов работы СПП за срок службы при определенной температуре циклирования и максимально допустимое число температурных циклов работы СПП по информационным материалам при той же температуре циклирования.

Получить для СПП в схеме преобразователя соответствие одновременно всех значений коэффициентов нагрузки величинам, указанным в табл. 3.1 и относящимся к одному преимущественному технико-экономическому показателю, не всегда представляется возможным. Например, при проверке по аварийному току СПП, выбранного по току рабочего режима, может оказаться, что необходим переход к СПП с бóльшим классификационным средним значением тока в открытом состоянии, при этом фактическое значение ψ_{IAV} может оказаться меньше указанного в табл. 3.1.

Исходные данные и последовательность расчета. Расчет и выбор СПП для применения в схеме ПУ проводятся на основании данных информационных материалов, поставочной документации (технические условия) и данных расчета схемы ПУ, полученных при допущении, что СПП заменены идеальными ключами, имеющими время включения, время выключения и падение напряжения, равные нулю [3.3].

Исходные данные для расчета и выбора диода и тиристора:

1) техническое задание на разработку ПУ или технические условия на ПУ в случае его модернизации;

2) информационные материалы на СПП (каталоги) и поставочная документация (технические условия);

3) электрическая схема ПУ и описание принципа ее работы;

4) максимально возможная амплитуда импульсного рабочего напряжения U_{EM} или наибольшее постоянное рабочее напряжение U_{EC} , прикладываемое к эквивалентному вентилю. Под эквивалентным вентилем здесь и далее по тексту понимаются либо один СПП, либо несколько СПП, соединенных в группу, в случае наличия в схеме группового соединения.

Значения U_{EM} и U_{EC} определяются напряжением источника питания или нагрузки и не учитывают повторяющиеся и непостоянные напряжения в схеме;

5) графическая зависимость от времени амплитуд импульсов тока эквивалентного вентиля $i_{EM}(t)$ (огibaющая) для всех отличающихся друг от друга режимов работы;

6) частота импульсов тока эквивалентного вентиля f ;

7) угол отпирания α , угол проводимости β и форма тока эквивалентного вентиля для всех отличающихся друг от друга токов прибора;

8) в случае, когда $f > 200$ Гц или $f \leq 200$ Гц, но имеет место принудительная емкостная коммутация, для всех отличающихся режимов задаются скорость спада прямого тока эквивалентного вентиля при выключении $(di_E/dt)_f$ и максимальная скорость нарастания тока в эквивалентном вентиле $(di_E/dt)_{\max}$ при включении;

9) способ охлаждения СПП (естественное или принудительное охлаждение) и вид охлаждающей среды (воздушная или водяная среда);

10) максимальная и минимальная температура охлаждающей среды $T_{cf \max}$, $T_{cf \min}$;

11) графическая или аналитическая зависимость от времени наибольшего по значению и длительность аварийного тока $i_{ES}(t)$ в месте включения эквивалентного вентиля;

12) требуемая длительность импульсов управления t_G для тиристора;

13) максимальное время, обеспечиваемое в схеме ПУ для выключения тиристора t_{qc} (время приложения обратного напряжения на интервале коммутации);

14) число отличающихся друг от друга циклических режимов работы преобразователя ξ ;

15) число температурных циклов работы тиристора за срок службы N_{cx} в каждом χ -м циклическом режиме;

16) преимущественный технико-экономический показатель ПУ.

Рекомендуемая последовательность расчета и выбора СПП. На рис. 3.8 приведена последовательность расчета и выбора диодов и тиристорov, позволяющая при минимальном числе расчетных операций выбирать требуемый для данного применения СПП с учетом заданного технико-экономического показателя ПУ в целом.

Поясним позиции 1—15 на рис. 3.8.

1. Получают исходные данные, перечень которых приведен выше.

2. Определяют вид и подвид СПП на основании данных по условиям и режимам работы СПП в схеме ПУ.

3. Выбирают скорость охлаждающей среды V_{cf} .

4. Определяют вид режима работы СПП по рабочему току.

5. Для полученного вида режима определяют расчетное значение среднего тока в открытом состоянии прибора I_{AV} , необходимое число m параллельных СПП в схеме эквивалентного вентиля, коэффициент равномерности деления тока $K_{дт}$, выбирают по информационным материалам соответствующее значение среднего тока в открытом состоянии СПП $I_{F(AV)}(I_{T(AV)})$ (тип СПП), определяют тип охладителя и переходное тепловое сопротивление переход—среда $Z_{(th)tja}$.

6. Определяют расчетное значение повторяющегося напряжения, прикладываемого к СПП в схеме ПУ, необходимое число n последовательных СПП в схеме эквивалентного

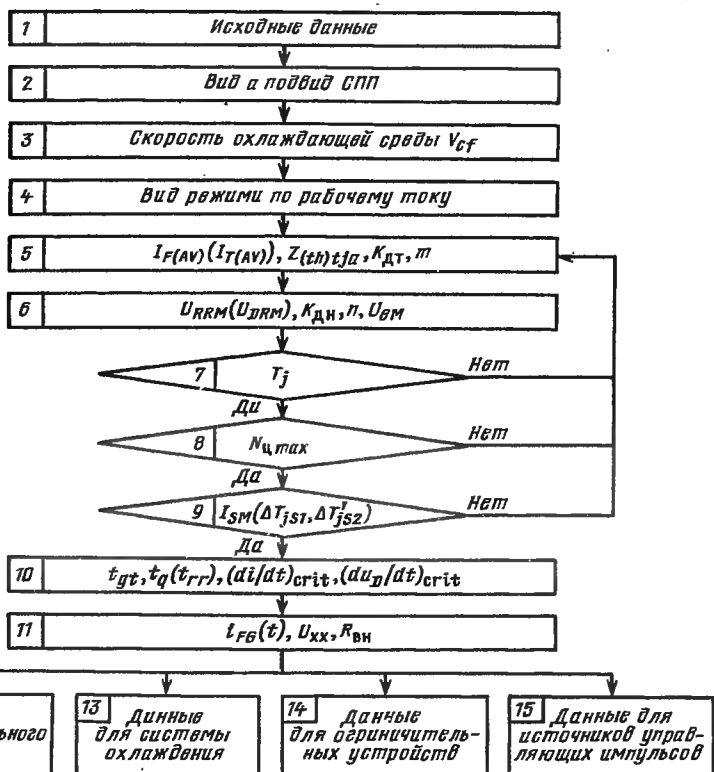


Рис. 3.8. Рекомендуемая последовательность расчета и выбора СПП

вентили и коэффициент равномерности деления напряжения $K_{дн}$ по последовательно соединенным СПП. По значению расчетного повторяющегося напряжения определяют класс СПП $[U_{RRM}(U_{DRM})]$ и допустимое значение неповторяющихся напряжений на СПП U_{SM} .

7. Проверяют правильность выбора типа СПП, типа охладителя и скорости охлаждающей среды по максимальной температуре перехода СПП T_j в рабочем режиме. Если выбор проведен правильно и температура T_j не превышает максимально допустимой температуры T_{jmax} , то расчет продолжают, переходя к п. 8. В противном случае возвращаются к п. 5.

8. Проверяют правильность выбора типа СПП, типа охладителя и скорости охлаждающей среды по числу температурных циклов $N_{ц}$ работы СПП за срок службы. Если выбор проведен правильно и значение $N_{ц}$ не превышает максимально допустимого числа температурных циклов $N_{цmax}$ при фактической

температуре циклирования, то расчет продолжают, переходя к п. 9; в противном случае возвращаются к п. 5.

9. Проверяют правильность выбора типа СПП по аварийному току I_{SM} . Если СПП выбран правильно и воздействие на него фактического аварийного тока не превышает воздействия допустимого аварийного тока, то расчет продолжают, переходя к п. 10. В противном случае возвращаются к п. 5.

10. По информационным материалам для диода определяют группу СПП по времени обратного восстановления t_{rr} , а для тиристора определяют группы по времени включения t_{gt} , времени выключения t_g , критической скорости нарастания тока при включении $(di/dt)_{crit}$ и критической скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии $(du_D/dt)_{crit}$.

11. Для диода эта позиция отсутствует. Для тиристора определяют значение и форму импульсов управления $i_G(t)$, напряжение холостого хода источника управляющих импульсов $U_{х.х}$ и его внутреннее сопротивление $R_{вн}$.

12. Выдают данные для разработки вентильного блока, к которым относят тип выбранного СПП, его класс по напряжению, число параллельно m и последовательно n соединенных СПП в схеме эквивалентного вентиля и тип охладителя.

13. Выдают данные для разработки системы охлаждения, к которым относят конструкцию вентильного блока с указанием типа выбранного СПП и типа охладителя, вид охлаждающей среды, ее максимальную температуру и скорость в межреберном пространстве охладителей при воздушном охлаждении или расход охлаждающей среды при жидкостном охлаждении.

14. Выдают данные для разработки устройств ограничения перенапряжений, ограничения скорости нарастания тока и напряжения на СПП, ограничения аварийного тока, деления тока по параллельно соединенным СПП и напряжения по последовательно соединенным СПП. К таким данным относят расчетное значение среднего тока прибора I_{AV} , число параллельных СПП m , коэффициент равномерности деления тока по параллельным СПП $K_{дт}$, графическую зависимость от времени наибольшего по значению и длительности аварийного тока $i_{SF}(t)$ в месте включения эквивалентного вентиля, расчетные значения повторяющегося и неповторяющегося напряжений, прикладываемых к СПП в схеме преобразователя, а также все данные п. 10, причем данные по t_{gt} , t_g , $(di/dt)_{crit}$ и $(du_D/dt)_{crit}$ только для тиристора.

15. Выдают данные для разработки источника управляющих импульсов, к которым относят графическую зависимость импульсов управления от времени $i_{FG}(t)$, напряжение холостого хода источника управляющих импульсов $U_{х.х}$ и его внутреннее сопротивление $R_{вн}$.

Последовательность расчета и выбора СПП, приведенная на рис. 3.8, реализована в гл. 4.

РАСЧЕТ И ВЫБОР ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ, УСЛОВИЙ ИХ ОХЛАЖДЕНИЯ И РАСЧЕТ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРАМИ

4.1. РАСЧЕТ И ВЫБОР ТИПА СПП И УСЛОВИЙ ЕГО ОХЛАЖДЕНИЯ ПО РАБОЧЕМУ ТОКУ

Выбор вида и подвида СПП. Выбор типа СПП по рабочему току подразумевает определение вида и подвида СПП, а также максимально допустимого среднего прямого тока.

В зависимости от ВАХ рассматриваемые СПП подразделяют на следующие виды: выпрямительные диоды (Д), триодные тиристоры, не проводящие в обратном направлении (Т), лавинные диоды (ДЛ) и лавинные тиристоры (ТЛ) [3.2].

Виды диодов и тиристоров в зависимости от коммутационных параметров подразделяются на следующие подвиды: диоды быстровосстанавливающиеся (ДЧ), диоды низкочастотные (Д), тиристоры быстродействующие (ТБ) и тиристоры низкочастотные (Т).

При определении вида СПП исходят из того, что диоды применяют в случае, когда требуется выпрямление тока, но не требуется регулирование его или стабилизация. Тиристоры применяют в случае, когда наряду с выпрямителем тока требуется регулирование или стабилизация.

При определении подвида СПП исходя из того, что быстровосстанавливающиеся (частотные) диоды применяют в случае, когда к прибору в первую очередь предъявляют требование малых времени обратного восстановления и заряда восстановления. Например, диод ДЧ171-320 при условиях, оговоренных в информационном материале, имеет время обратного восстановления t_{rr} не более 2,5 мкс, а заряд восстановления Q_{rr} не более 200 мкКл.

Быстровосстанавливающиеся диоды применяют, например, в качестве обратных диодов, подключенных встречно-параллельно к тиристорам или транзисторам, или в качестве диодов, шунтирующих индуктивную нагрузку.

Низкочастотные силовые и лавинные диоды применяют в цепях постоянного и переменного токов частотой до 500 Гц, в которых к диодам не предъявляют особых требований в части времени обратного восстановления и заряда восстановления. Например, диод Д161-320 при классификационных условиях имеет $t_{rr} \leq 25$ мкс и $Q_{rr} \leq 600$ мкКл.

Быстродействующие тиристоры применяют в случае, когда от прибора требуется малое время включения t_{gt} и выключения

t_q , а также высокая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии $(dU_D/dt)_{crit}$ или тока $(di_T/dt)_{crit}$ в открытом состоянии.

Например, тиристор ТБ143-320 при классификационных условиях имеет $t_{gt} \leq 2,5$ мкс, $t_g \leq 32$ мкс, $(dU_D/dt)_{crit} \geq 1000$ В/мкс и $(di_T/dt)_{crit} \geq 800$ А/мкс.

У быстродействующих тиристоров нагрузочная способность по току с ростом частоты снижается значительно меньше, чем у низкочастотных тиристоров.

Низкочастотные силовые и лавинные тиристоры применяют в цепях постоянного и переменного токов частотой до 500 Гц, в которых к тиристорам не предъявляют указанные выше требования в части времен выключения и включения, высоких скоростей нарастания напряжения и тока. Например, тиристор типа Т171-320 с $I_{T(AV)} = 320$ А при условиях, оговоренных в информационном материале, имеет $t_{gt} \leq 25$ мкс, $t_g \leq 250$ мкс, $(di_T/dt)_{crit} \geq 80$ А/мкс и $(dU_D/dt)_{crit}$ до 1000 В/мкс.

Лавинные диоды и тиристоры целесообразно применять при последовательном соединении СПП.

Тепловые параметры СПП и выбор условий охлаждения. Выбор условий охлаждения СПП подразумевает определение требуемого типа охладителя, а также вида и скорости охлаждающей среды.

Мощность потерь, возникающих при прохождении тока через СПП, выделяется в основном в небольшом объеме p - n перехода полупроводниковой структуры. Отсюда тепловой поток, определяемый мощностью потерь, проходит через несколько слоев разнородных материалов: вольфрам или молибден (термокомпенсаторы), серебро или олово (прокладки), медь (токоподводы) и алюминий или медь (охладитель). При этом в СПП имеет место практически одномерный тепловой поток, направленный от полупроводниковой структуры к охладителю, имеющему непосредственный контакт с охлаждающей средой [2.8].

Каждый из указанных слоев оказывает сопротивление распространению теплового потока, вследствие чего возникает перепад температуры между переходом и каждым из указанных слоев.

Приняв условно тепловое сопротивление как перепад температуры на единицу греющей мощности, для теплового сопротивления переход—охлаждающая среда в установившемся тепловом режиме получим следующее выражение [4.1]:

$$R_{thja} = \frac{T_j - T_{cf}}{P_{tot(AV)}} = R_{thjc} + R_{thch} + R_{thha}, \quad (4.1)$$

где T_j —температура перехода; T_{cf} —температура охлаждающей среды; $P_{tot(AV)}$ —полная мощность потерь в приборе

в установившемся режиме; R_{thjc} — установившееся тепловое сопротивление участка переход — корпус СПП; R_{thck} — установившееся тепловое сопротивление участка корпус СПП — контактная поверхность охладителя; R_{thha} — установившееся тепловое сопротивление участка контактная поверхность охладителя — охлаждающая среда.

Тепловое сопротивление переход — корпус определяется в основном площадью структуры, качеством контактных соединений и конструкцией корпуса СПП.

Для СПП штыревой конструкции

$$R_{thjc} = \frac{T_j - T_c}{P_{tot(AV)}}, \quad (4.2)$$

где T_c — температура корпуса СПП.

СПП прижимной (таблеточной) конструкции характеризуются тепловыми сопротивлениями переход — анодный вывод корпуса R_{thjcA} и переход — катодный вывод корпуса R_{thjcK} ; при этом

$$R_{thjcA} = \frac{T_j - T_{cA}}{P_{tot(AV)A}}; \quad (4.3)$$

$$R_{thjcK} = \frac{T_j - T_{cK}}{P_{tot(AV)K}}, \quad (4.4)$$

где $P_{tot(AV)A}$ — мощность потерь (среднее значение), определяющих тепловой поток от структуры к аноду СПП; $P_{tot(AV)K}$ — то же, но от структуры к катоду СПП; T_{cA} — температура корпуса со стороны анода; T_{cK} — температура корпуса со стороны катода.

Полное тепловое сопротивление переход — корпус R_{thjc} СПП прижимной конструкции равно результирующему сопротивлению при параллельном соединении сопротивлений R_{thjcA} и R_{thjcK} :

$$R_{thjc} = \frac{R_{thjcA} R_{thjcK}}{R_{thjcA} + R_{thjcK}}. \quad (4.5)$$

Значения установившихся тепловых сопротивлений СПП без охладителя и с охладителем заданы в информационных материалах, и их используют для определения температуры перехода в длительном установившемся режиме.

Установившиеся тепловые сопротивления не могут быть использованы для определения температуры перехода в кратковременных режимах и длительных режимах с изменяющейся нагрузкой.

Для расчета температур перехода СПП в переходных режимах используют переходные тепловые сопротивления переход — корпус $Z_{(th)tjc}$ или переход — среда $Z_{(th)tja}$ зависимости

которых от времени приведены в информационных материалах. Такие зависимости заданы для каждого СПП и для СПП с рекомендованным для него охладителем (рис. 4.1).

Приведенные в информационных материалах зависимости переходных тепловых сопротивлений от времени соответствуют наибольшим из возможных значений тепловых сопротивлений СПП данного типа и охладителей.

Переходное тепловое сопротивление на интервале времени t_1 равно частному от деления повышения температуры структуры ΔT_j за время t_1 от импульса мощности потерь P_{tot} на значение этой мощности.

Переходное тепловое сопротивление определяется теплоемкостью и теплопроводностью полупроводниковой пластины и прилегающих к ней элементов конструкции прибора и охладителя. Наличие теплоемкости указанных элементов приводит к тому, что требуется определенное время для нагрева этих элементов при подаче импульса мощности потерь и время для их остывания при снятии импульса.

По сравнению с другими элементами схемы ПУ СПП имеют малую теплоемкость, особенно конструктивные элементы СПП, непосредственно прилегающие к полупроводниковой структуре. Последняя при подаче импульса тока нагревается очень быстро (см. § 2.3), и температура перехода может заметно изменяться даже на протяжении одного периода тока промышленной частоты [2.8]. И все же даже небольшая теплоемкость прибора может быть использована для обеспечения его нормальной работы при коротких импульсах тока, значительно превышающих максимально допустимый средний ток прибора.

Если СПП следует применять с охладителем, отличающимся от рекомендованного для него в информационных материалах, то переходное тепловое сопротивление переход—среда

$$Z_{(th)tja} = Z_{(th)tjc} + Z_{(th)tha} + R_{thch}, \quad (4.6)$$

где $Z_{(th)tha}$ — переходное тепловое сопротивление охладителя.

Значение $Z_{(th)tha}$ приводят в информационных материалах на охладители.

Строго говоря, контактное тепловое сопротивление R_{thch} непостоянно во времени, однако вследствие его незначительности по величине и малой тепловой постоянной времени в инженерных расчетах этим можно пренебречь.

При использовании $Z_{(th)tha}$ в качестве составляющей $Z_{(th)tja}$ его необходимо учитывать для расчетных значений $t > 1$ с.

Переходное тепловое сопротивление переход—среда зависит как от времени, так и от скорости (расхода) охлаждающей среды (рис. 4.1).

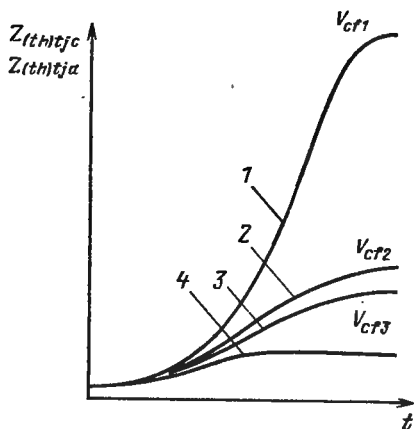


Рис. 4.1. Зависимость переходного теплового сопротивления переход—среда $Z_{(th)tja}$ (1—3) и переход—корпус $Z_{(th)tjc}$ (4) от времени t и скорости охлаждающего воздуха V_{cf} : $V_{cf1} < V_{cf2} < V_{cf3}$ (масштаб по осям логарифмический)

t —время в пределах аппроксимируемого участка от его начала t_n до конца t_k .

Чем меньше участок аппроксимации, тем выше точность определения сопротивления $Z_{(th)tja}$.

Для отрезка времени от 10^{-5} до 10^{-3} с при условии, что структура СПП на всем отрезке времени включена полностью, переходное тепловое сопротивление может быть определено по приближенной формуле

$$Z_{(th)tja} = Z_{(10^{-3})} \sqrt{t/10^{-3}}, \quad (4.8)$$

где $Z_{(10^{-3})}$ —переходное тепловое сопротивление $Z_{(th)tja}$ при $t = 10^{-3}$ с.

Зависимость $Z_{(th)tja}$ в функции времени для интервалов $t > 10^{-3}$ с и 10^{-5} с $< t < 10^{-3}$ с может быть выражена аналитически аналогичными формулами.

При достаточно большой длительности ($t > 2 \cdot 10^3$ с) можно принять

$$Z_{(th)tja} = R_{thja}. \quad (4.9)$$

Вид охлаждения СПП (естественное воздушное или принудительное воздушное или водяное), а также температуру и скорость охлаждающей среды принимают в соответствии с требованиями технического задания на разработку ПУ.

Если в техническом задании нет требований в части скорости (расхода) охлаждающей среды, то целесообразно

В информационных материалах зависимость $Z_{(th)tja}$ от времени задана графически для интервала времени $t > 10^{-3}$ с.

В пределах этого интервала зависимость $Z_{(th)tja}(t)$ может быть представлена аналитически в следующем виде:

$$Z_{(th)tja} = Z_k (t/t_k)^M; \quad (4.7)$$

$$M = \frac{\lg(Z_k/Z_n)}{\lg(t_k/t_n)},$$

где Z_k —значение $Z_{(th)tja}$ по графической зависимости $Z_{(th)tja}(t)$ в момент окончания аппроксимируемого участка t_k ; Z_n —значение $Z_{(th)tja}$ по графической зависимости $Z_{(th)tja}(t)$ в момент начала аппроксимируемого участка t_n ;

скорость (расход) охлаждающей среды принимать равной при естественном охлаждении 0 м/с, при принудительном воздушном охлаждении 6 м/с, при принудительном водяном охлаждении 3 л/мин.

Принимать скорость (расход) охлаждающей среды при принудительном охлаждении больше указанной нецелесообразно, так как при более высоких скоростях нагрузочная способность СПП по току увеличивается незначительно. Выбирать скорость (расход) охлаждающей среды меньше указанной нежелательно, так как при этом мало используется нагрузочная способность СПП по току.

При воздушном охлаждении следует использовать СПП с одним из охладителей, рекомендованных для него в информационном материале.

При водяном охлаждении следует использовать СПП с одним из охладителей для водяного охлаждения, рекомендованных для данного типа прибора в информационных материалах на охладители.

Если необходимо использовать СПП с охладителем, имеющимся в информационном материале на охладители, но отличающимся от рекомендованного, то необходимо проверить возможность конструктивного соединения СПП и охладителя.

Определение режима нагрузки СПП рабочим током. Для того чтобы при выборе СПП по току иметь возможность воспользоваться данными по их максимально допустимым токам, приведенным в информационных материалах, необходимо все возможные при эксплуатации ПУ режимы нагрузки СПП током привести к нормализованному режиму с неизменным или изменяющимся рабочим током.

Для определения вида режима нагрузки СПП используется зависимость огибающей амплитуд рабочего тока эквивалентного вентиля I_{EM} на расчетном интервале времени τ_p (рис. 4.2). Огибающая амплитуд рабочего тока эквивалентного вентиля

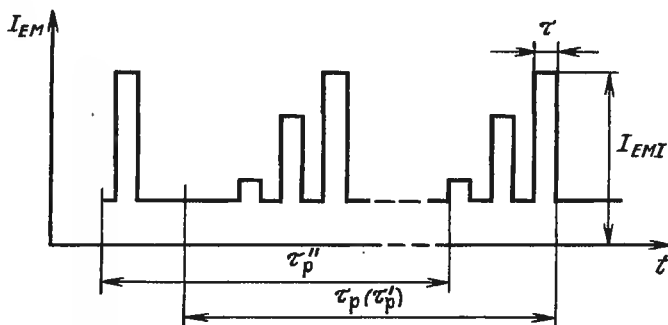


Рис. 4.2. Огибающая амплитуд рабочего тока $I_{EM}(t)$ эквивалентного вентиля на расчетном интервале τ_p

в большинстве случаев совпадает с током ПУ на стороне выпрямленного напряжения.

Длительность расчетного интервала τ_p определяется временем, необходимым для нагрева СПП с рекомендованным для него охладителем до установившейся температуры при неизменном токе нагрузки. Значение τ_p для СПП с типовым охладителем при различных условиях охлаждения можно определить по зависимости переходного теплового сопротивления переход—среда $Z_{(th)ta}(t)$. Оно равно времени, необходимому для достижения указанным сопротивлением установившегося значения (см. рис. 4.1). Для выбора СПП и охладителя можно принять при естественном воздушном охлаждении $\tau_p = 2000$ с, при принудительном воздушном охлаждении с $V_{cf} = 6$ м/с $\tau_p = 1000$ с, при принудительном водяном охлаждении $\tau_p = 600$ с.

Учет тока нагрузки на интервале, большем, чем τ_p , не имеет смысла, так как он практически не оказывает влияния на выбор прибора и охладителя.

Расчетный интервал τ_p относительно кривой тока $I_{EM}(t)$ нагрузки эквивалентного вентиля следует располагать так, чтобы окончание интервала совпадало с наибольшим по значению и длительности током нагрузки I_{EM1} (рис. 4.2) и чтобы среднее значение тока $I_{E(AV)}$ в пределах расчетного интервала также имело наибольшее значение. Если оба указанных условия одновременно не могут быть выполнены, то определение вида режима производят для нескольких расчетных интервалов, располагаемых так, чтобы в наибольшей степени выполнить указанные условия. Если при выборе СПП с учетом нескольких расчетных интервалов получится, что требуются СПП разных типов, то выбирают тип СПП с наибольшим значением максимально допустимого среднего тока.

Примем, что режим с неизменным рабочим током имеет место, когда

$$I_{E(AV)1}/I_{E(AV)} \leq 1,1, \quad (4.10)$$

где $I_{E(AV)1}$ — среднее значение тока эквивалентного вентиля на интервале τ_1 ; $I_{E(AV)}$ — среднее значение тока эквивалентного вентиля на интервале τ_p :

$$I_{E(AV)1} = I_{EM1}/K_{A1}; \quad (4.11)$$

$$I_{E(AV)} = \frac{\sum_{v=1}^8 I_{EMv} \tau_v / K_{Av}}{\tau_p}. \quad (4.12)$$

Здесь K_{Av} — коэффициент амплитуды тока (рис. 4.3), равный отношению амплитуды импульса тока на v -й ступени I_{EMv} к его среднему значению $I_{E(AV)v}$ за период частоты f на этой ступени

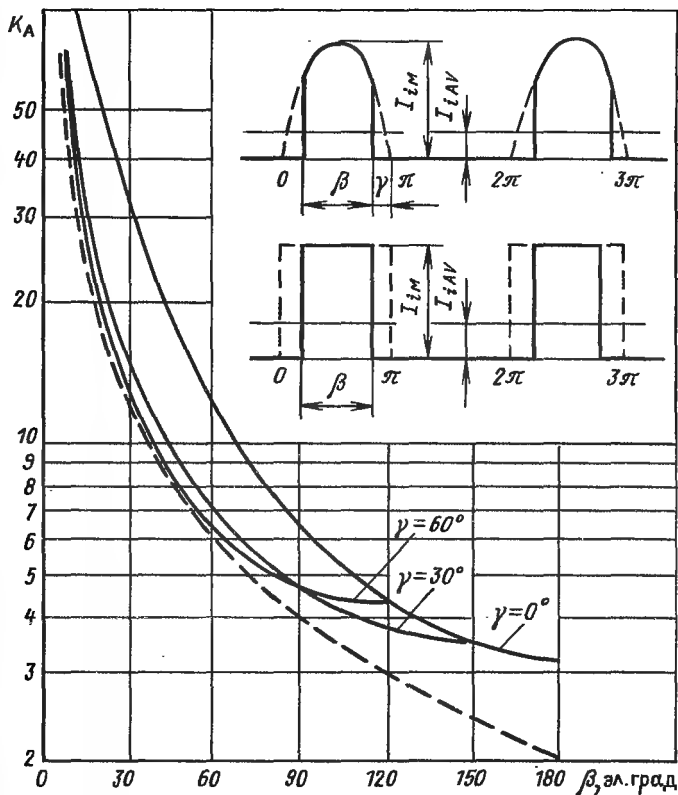


Рис. 4.3. Коэффициент амплитуды тока K_A в зависимости от угла проводимости β и угла опережения выключения γ при синусоидальной форме тока (—) и при прямоугольной форме (---)

(ступени тока v изменяются от 1 до δ и отсчитываются от конца расчетного интервала τ_p в сторону опережения времени); τ_v — длительность v -й ступени тока.

Режим с изменяющимся рабочим током соответствует условию

$$I_{E(AV)1}/I_{E(AV)} > 1,1. \quad (4.13)$$

Расчет и выбор типа СПП, типа охладителя и скорости охлаждающей среды при неизменном рабочем токе. Выбор типа СПП и условий охлаждения в режиме неизменного тока производят по расчетному току I_{AV} , соответствующему фактическому току СПП, приведенному к классификационным условиям. Классификационными условиями, принятыми в информационных материалах, являются однополупериодная синусоидальная форма тока, угол проводимости $\beta = 180$ эл. град,

частота импульсов тока $f=50$ Гц, температура охлаждающей среды $T_{cf}=40$ или 50°C и определенные тип охладителя и скорость охлаждающей среды.

Фактический ток нагрузки СПП приводят к классификационным условиям в связи с тем, что при этих условиях в информационных материалах заданы максимально допустимые средние значения тока диодов $I_{F(AV)}$ и тиристоров $I_{T(AV)}$ с рекомендованными охладителями.

При правильном выборе СПП по току должно выполняться условие:

для диодов

$$I_{AV} \approx I_{F(AV)}; \quad (4.14a)$$

для тиристоров

$$I_{AV} \approx I_{T(AV)}, \quad (4.146)$$

где I_{AV} — расчетное значение фактического тока СПП.

При $f \leq 500$ Гц и при синусоидальной или трапецеидальной форме тока расчетный (приведенный) ток СПП

$$I_{AV} = I_{EM1} / (m K_{д.т} K_{\beta} K_r K_A \psi_{IAV}), \quad (4.15)$$

где m — число параллельных СПП в эквивалентном вентиле; $K_{д.т}$ — коэффициент равномерности деления тока по параллельным СПП; K_{β} — коэффициент, зависящий от угла проводимости β и формы импульсов тока СПП на интервале τ_1 (рис. 4.4); K_r — коэффициент, зависящий от частоты f импульсов тока СПП на интервале τ_1 (рис. 4.5); ψ_{IAV} — коэффициент из табл. 3.1.

Число m параллельных СПП выбирают минимально возможным, принимая последовательно равным 1, 2, 3 и т. д.

При $m=1$ коэффициент $K_{д.т}=1$, а при $m>1$ значение $K_{д.т}=0,75 \div 0,8$. Такая равномерность деления тока должна быть обеспечена специальными мерами в схеме ПУ.

На рис. 4.4 и 4.5 построены усредненные графические зависимости коэффициентов K_{β} и K_r для серийно выпускаемых низкочастотных диодов и тиристоров.

Уточнение расчетов, выполняемых с использованием усредненных графических зависимостей, производится в § 4.3.

При $f > 500$ Гц и синусоидальной форме тока расчетный (приведенный) ток СПП

$$I_{AV} = I_{EM1} / (3,14 m K_{д.т} K_{н1} \psi_{IAV}), \quad (4.16)$$

где $K_{н1}$ — коэффициент нагрузки СПП током, зависящий от частоты f , длительности импульсов t_i на интервале τ_1 и условий охлаждения (рис. 4.6 и 4.7).

При $f > 500$ Гц и трапецеидальной форме тока расчетный ток СПП

$$I_{AV} = I_{EM1} / (K_A m K_{д.т} K_{н2} \psi_{IAV}), \quad (4.17)$$

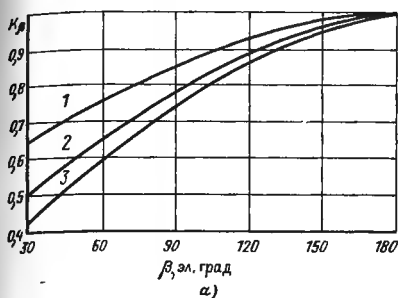


Рис. 4.4. Усредненная зависимость коэффициента K_β от угла проводимости β низкочастотных приборов при охлаждении естественном (1), воздушном (2) и водяном принудительном (3): а — при синусоидальной форме импульсов тока; б — при прямоугольной форме

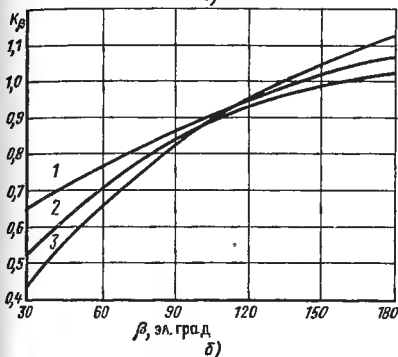
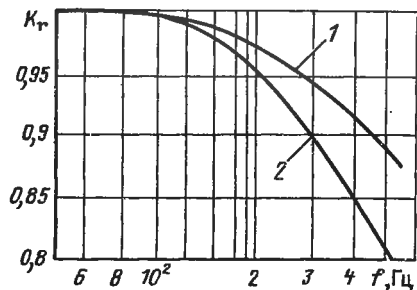


Рис. 4.5. Усредненная зависимость коэффициента K_γ от частоты f для низкочастотных диодов (1) и тиристоров (2)



где $K_{н2}$ — коэффициент нагрузки СПП током, зависящий от di/dt , частоты f импульсов тока на интервале τ_1 и условий охлаждения (рис. 4.8).

На рис. 4.6—4.8 построены усредненные зависимости коэффициентов $K_{н1}$ и $K_{н2}$ для серийно выпускаемых диодов и тиристоров.

При воздушном охлаждении, зная I_{AV} , значения тока $I_{F(AV)}$ или $I_{T(AV)}$, типы СПП и охладителя, можно выбрать по приведенным в информационных материалах предельно допустимым значениям параметров СПП с рекомендованным охладителем, если условия охлаждения соответствуют указанным в этих материалах.

Если условия охлаждения СПП отличаются от оговоренных в информационных материалах, то ток диода $I_{F(AV)}$ можно уточнить по формуле [3.2]

$$I_{F(AV)} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4K_\phi^2 r_T (T_{j\max} - T_{cf}) / R_{thja} - U_{T0}}}{2K_\phi r_T}, \quad (4.18)$$

где U_{T0} — пороговое напряжение; r_T — динамическое прямое сопротивление СПП в открытом состоянии; K_ϕ — коэффициент формы тока; T_{cf} — температура охлаждающей среды (максимальная); R_{thja} — тепловое сопротивление переход — среда при принятой скорости (расходе) охлаждающей среды.

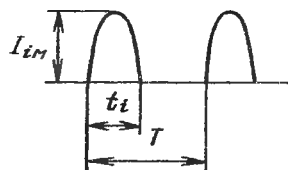
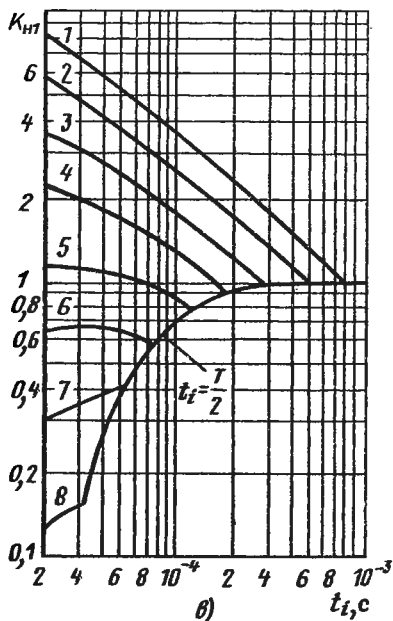
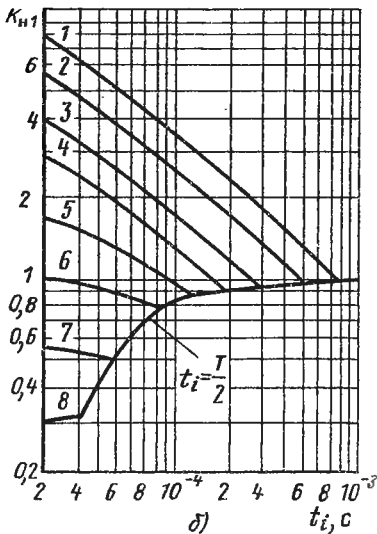
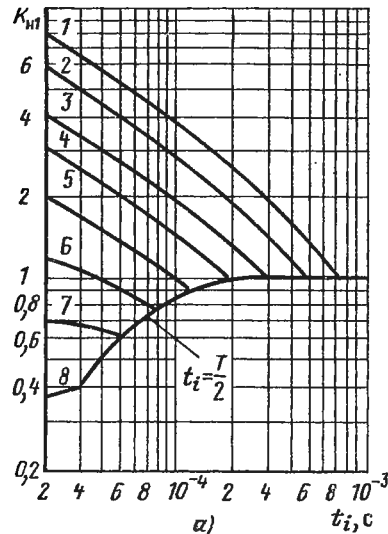


Рис. 4.6. Усредненная зависимость коэффициента K_{H1} от длительности импульсов тока t_i синусоидальной формы для быстро восстанавливающихся диодов при частоте 630 (1), 1000 (2), 1600 (3), 2500 (4), 4000 (5), 6300 (6), 10000 Гц (7) и условиях охлаждения:
 а — водяном принудительном; б — воздушном принудительном; в — естественном

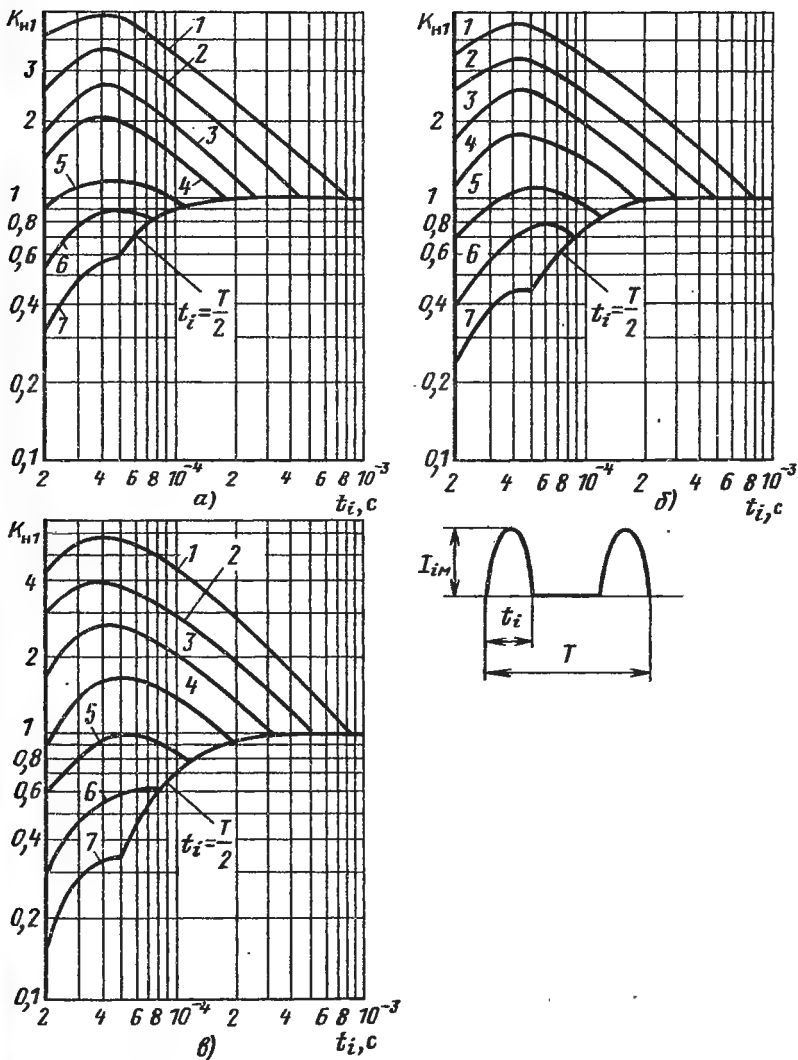


Рис. 4.7. Усредненная зависимость коэффициента $K_{н1}$ от длительности импульсов тока t_i синусоидальной формы для быстродействующих тиристоров при частоте 630 (1), 1000 (2), 1600 (3), 2500 (4), 4000 (5), 6300 (6), 10000 Гц (7) и условиях охлаждения:

а—водяном принудительном; б—воздушном принудительном; в—естественном

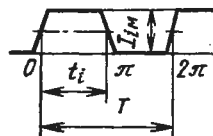
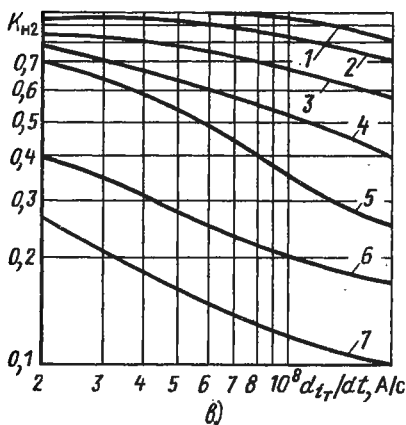
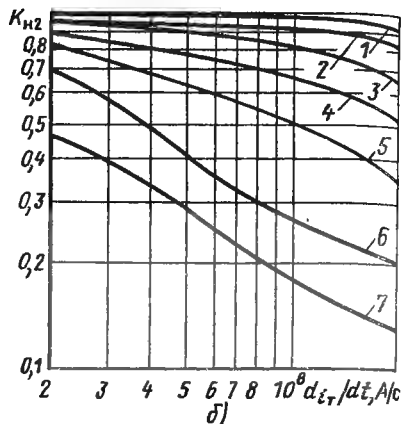
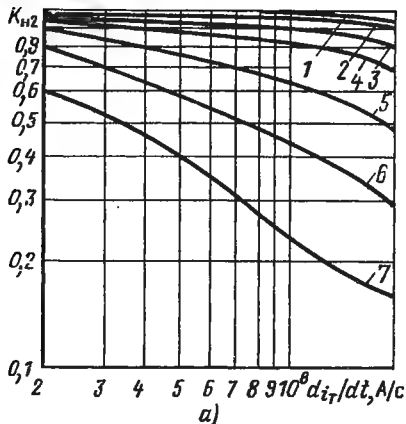


Рис. 4.8. Усредненная зависимость коэффициента $K_{н2}$ от $d i_T / dt$ для быстродействующих тиристоров при трапецидальной форме импульсов тока, длительности импульсов $t_i = T/2$, частоте 630 (1), 1000 (2), 1600 (3), 2500 (4), 4000 (5), 6300 (6), 10000 Гц (7) и условиях охлаждения:

a — в водяном принудительном; b — в воздушном принудительном; $в$ — естественном

По этой же формуле можно определить ток тиристора $I_{T(AV)}$.

При водяном охлаждении для определения тока $I_{F(AV)}$ ($I_{T(AV)}$) и типа СПП можно также воспользоваться данными информационных материалов, приняв для СПП с односторонним охлаждением при расходе воды 3 л/мин значение $I_{F(AV)}$ ($I_{T(AV)}$), соответствующее допустимому току СПП при воздушном охлаждении и $V_{cf} = 12$ м/с, а при двустороннем водяном охлаждении значение тока $I_{F(AV)}$ ($I_{T(AV)}$) можно принять равными максимально допустимому значению среднего тока СПП при максимальной температуре корпуса T_c .

При проверке выполнения условия (4.14а) или (4.14б) ток $I_{F(AV)}$ или $I_{T(AV)}$ должен быть либо равен току I_{AV} , либо иметь ближайшее большее или меньшее значение. Возможность выбора прибора с током $I_{F(AV)}$ ($I_{T(AV)}$), меньшим, чем I_{AV} , объясняется тем, что расчет по формулам (4.15)—(4.17) производят с использованием усредненных значений коэффициентов K_β , K_r , K_{n1} и K_{n2} , а фактические значения могут отличаться от усредненных как в большую, так и в меньшую сторону.

Расчет и выбор типа прибора, типа охладителя и скорости охлаждающей среды при изменяющемся рабочем токе. Режим изменяющегося рабочего тока характеризуется тем, что в течение времени, меньшем τ_p , через СПП протекает ток рабочей перегрузки, т. е. ток, превышающий максимально допустимый длительный ток СПП при данных условиях охлаждения. На интервале протекания тока рабочей перегрузки СПП должен нормально функционировать, т. е. диоды и тиристоры должны выдерживать повторяющееся и неповторяющееся обратное напряжение, а тиристоры, кроме того, при приложении прямого напряжения не должны переключаться в открытое состояние при отсутствии сигнала управления. Для этого на интервале времени, предшествующем перегрузке, СПП должен быть недогружен по току, т. е. ток нагрузки должен быть меньше максимально допустимого длительного тока настолько, чтобы на интервале перегрузки максимальная температура перехода не превышала допустимого значения T_{jmax} .

Для выбора типа СПП и типа охладителя при изменяющемся рабочем токе используется, как и в случае неизменного рабочего тока, выражение (4.14а) или (4.14б).

Токи $I_{F(AV)}$ и $I_{T(AV)}$ выбирают так же, как и в случае неизменного рабочего тока.

Для определения расчетного тока I_{AV} заменяют огибающую амплитуд рабочего тока $I_{EM}(t)$ (рис. 4.9, а) в пределах расчетного интервала времени τ_p упрощенной кривой тока $I'_E(t)$ (рис. 4.9, б), которая имеет в конце интервала τ_p один отрезок времени t'_{OV} с током перегрузки $I'_{EM(OV)}$ (амплитудное значение)

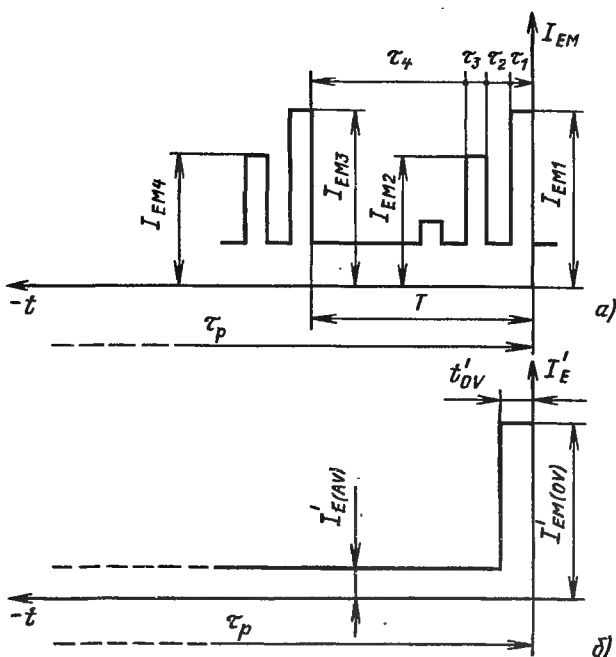


Рис. 4.9. К определению параметров упрощенной кривой рабочего тока $I'_E(t)$ на расчетном интервале τ_p :

а — огибающая амплитуд рабочего тока $I_{EM}(t)$ на расчетном интервале τ_p ; б — упрощенная кривая тока $I'_E(t)$, эквивалентная $I_{EM}(t)$

и неизменный ток $I'_{E(AV)}$ (среднее значение), предшествующий перегрузке на остальной части интервала τ_p .

Считаем, что перегрузки по току имеют место в пределах тех ступеней v тока I_{EM} , где

$$I_{EMv}/K_{Av} > I_{E(AV)}. \quad (4.19)$$

Исходя из характера зависимости переходного теплового сопротивления переход — среда диодов и тиристорov с рекомендованными охладителями, будем учитывать только те перегрузки, которые на отрезке времени 2000 с имеют длительность 1000 с и более, на отрезке времени 1000 с имеют длительность 100 с и более, на отрезке времени 100 с имеют длительность 10 с и более и т. д., при этом следует иметь в виду, что время отсчитывают от конца расчетного интервала в сторону опережения. Так, для тока, изображенного на рис. 4.9, а, следует учитывать перегрузку I_{EM1} и I_{EM3} , если $T=100$ с, а t_1 и t_3 больше 10 с. Если границы отрезков времени, на которые делят интервал τ_p , находится в пределах интервала протекания тока учитываемой перегрузки, то границы этих отрезков следует

сместить в сторону опережения времени так, чтобы указанные перегрузки учитывались на всем интервале их протекания.

Значение t'_{OV} определяют по формуле

$$t'_{OV} = t_{OV1} \left[1 + \sum_{\varepsilon=2}^{\sigma} \frac{I_{EM\varepsilon}}{I_{E(AV)1} K_{A\varepsilon}} \left(\frac{t_{OV\varepsilon}}{t_{OV\varepsilon} + t_{\varepsilon}} \right) \right], \quad (4.20)$$

где t_{OV1} — длительность перегрузки I_{EM1} ; $I_{EM\varepsilon}$ — величина ε -й учитываемой перегрузки (отсчет на рис. 4.9, а ведется от последней на интервале τ_p перегрузки, имеющей индекс 1, в сторону опережения); ε изменяется от 2 до σ (где σ — общее число учитываемых перегрузок); $K_{A\varepsilon}$ — коэффициент амплитуды тока $I_{EM\varepsilon}$; $t_{OV\varepsilon}$ — длительность перегрузки $I_{EM\varepsilon}$; t_{ε} — интервал времени между перегрузкой $I_{EM\varepsilon}$ и перегрузкой I_{EM1} .

Амплитуда тока перегрузки упрощенной кривой

$$I'_{EM(OV)} = I_{EM1}. \quad (4.21)$$

Средний ток, соответствующий упрощенной кривой,

$$I'_{E(AV)} = I_{E(AV)} - I_{E(AV)1} t'_{OV} / \tau_p. \quad (4.22)$$

Расчетный ток I_{AV} в случае $I'_{E(AV)} \neq 0$ определяется следующим образом:

а) при $f \leq 500$ Гц и при синусоидальной или трапецеидальной (прямоугольной) форме импульсов тока

$$I_{AV} = I'_{E(AV)} / (m K_{д.т} K_{\beta} K_r K \psi_{IOV}); \quad (4.23)$$

б) при $f > 500$ Гц и синусоидальной форме тока

$$I_{AV} = I'_{E(AV)} / (m K_{д.т} K_{н1} K \psi_{IOV}); \quad (4.24)$$

в) при $f > 500$ Гц и трапецеидальной форме тока

$$I_{AV} = I'_{E(AV)} / (m K_{д.т} K_{н2} K \psi_{IOV}). \quad (4.25)$$

В формулах (4.23) — (4.25) коэффициенты K_{β} , K_r , $K_{н1}$ и $K_{н2}$, определяемые по рис. 4.3 — 4.8, соответствуют току $I'_{E(AV)}$; ψ_{IOV} — коэффициент, определяемый по табл. 3.1; K — коэффициент предшествующей нагрузки.

Для диодов

$$K = I_{O(AV)} / I_{F(AV)}, \quad (4.26a)$$

для тиристоров

$$K = I_{O(AV)} / I_{T(AV)}, \quad (4.266)$$

где $I_{O(AV)}$ — допустимый средний ток СПП, предшествующий данной перегрузке и соответствующий классификационным условиям, при которых выбирают ток $I_{F(AV)}$ или $I_{T(AV)}$.

Для определения коэффициента K сначала в относительных единицах строят усредненные для серийно выпускаемых диодов и тиристоров зависимости амплитуд максимально допустимого тока перегрузки I_{OV}^* от длительности перегрузки t_{OV} при различных значениях коэффициента K (рис. 4.10 и 4.11).

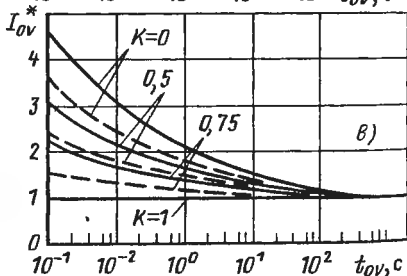
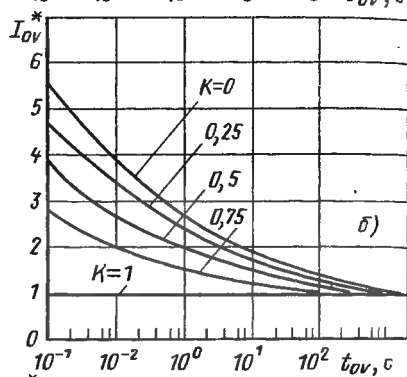
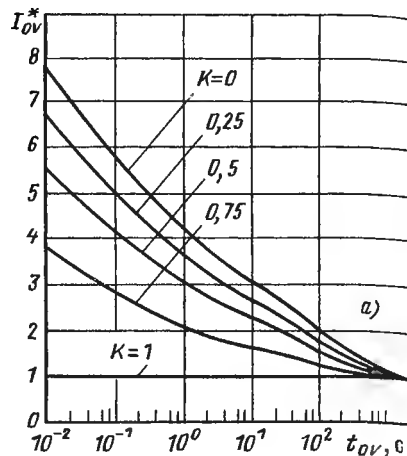
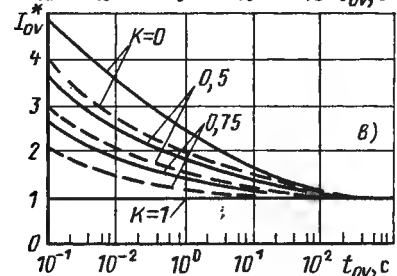
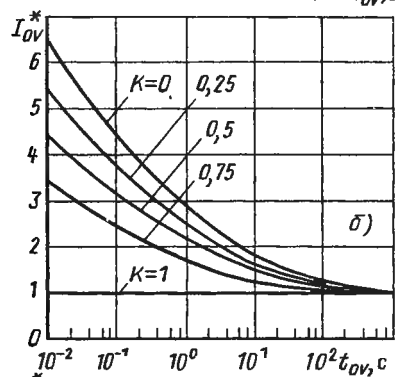
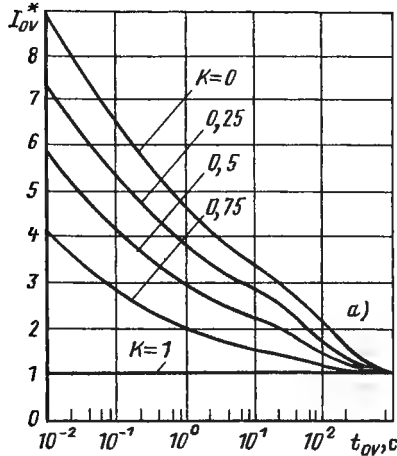


Рис. 4.10. Усредненные зависимости амплитуды максимально допустимого тока перегрузки I_{OV}^* (отн. ед.) диодов с типовыми охладителями от длительности перегрузки t_{OV} и коэффициента предшествующей нагрузки K :
 а— $V_{cf}=0$ м/с; б— $V_{cf}=6$ м/с;
 в— $V_{cf}=12$ м/с и $Q_{cf}=3$ л/мин (—);
 $Q_{cf}=5$ л/мин (---)

Рис. 4.11. Усредненные зависимости амплитуды максимально допустимого тока перегрузки I_{OV}^* (отн. ед.) тиристоров с типовыми охладителями от длительности перегрузки t_{OV} и коэффициента предшествующей нагрузки K :
 а— $V_{cf}=0$ м/с; б— $V_{cf}=6$ м/с;
 в— $V_{cf}=12$ м/с и $Q_{cf}=3$ л/мин (—);
 $Q_{cf}=5$ л/мин (---)

Зависимости $I_{OV}^* = f(t_{OV}, K)$ построены по формулам (4.27) — (4.33):

для диодов

$$I_{OV}^* = I_{F(OV)} / 3,14 I_{F(AV)}; \quad (4.27a)$$

для тиристоров

$$I_{OV}^* = I_{T(OV)} / 3,14 I_{T(AV)}, \quad (4.276)$$

где $I_{F(OV)}$, $I_{T(OV)}$ — амплитуда максимально допустимого тока перегрузки диода и тиристора соответственно с рекомендованными охладителями при заданных длительности перегрузки t_{OV} и коэффициенте K тока, предшествующего перегрузке.

Токи $I_{F(OV)}$ и $I_{T(OV)}$ определены по формулам [3.2]:

а) для диодов при $0,1 \text{ с} \leq t'_{OV} \leq 100 \text{ с}$

$$I_{F(OV)} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4r_T \frac{T_{j\max} - T_{j0} + P_{F(AV)} Z_{OV}}{0,3 Z_{OV} + 0,7 Z_{\kappa} - Z_T + Z_t}} - U_{T0}}{2r_T}; \quad (4.28)$$

б) для диодов при $t'_{OV} = 10^{-2} \text{ с}$

$$I_{F(OV)} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4r_T \left(\frac{T_{j\max} - T_{j0}}{Z_t} + P_{F(AV)} \right)} - U_{T0}}{2r_T}; \quad (4.29)$$

в) для тиристоров при $0,1 \text{ с} \leq t'_{OV} \leq 100 \text{ с}$

$$I_{T(AV)} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4r_T \frac{T_{j\max} - T_{j0} + P_{T(AV)} Z_{OV}}{0,3 Z_{OV} + 0,7 Z_{\kappa} - Z_T + Z_t}} - U_{T0}}{2r_T}; \quad (4.30)$$

г) для тиристоров при $t'_{OV} = 10^{-2} \text{ с}$

$$I_{T(OV)} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4r_T \left(\frac{T_{j\max} - T_{j0}}{Z_t} + P_{T(AV)} \right)} - U_{T0}}{2r_T}, \quad (4.31)$$

где U_{T0} — пороговое напряжение выбранного СПП; r_T — динамическое сопротивление СПП; T_{j0} — нагрев перехода током предварительной нагрузки (током предшествующей нагрузки);

$P_{F(AV)}$, $P_{T(AV)}$ — мощность потерь от тока предварительной нагрузки в диоде и тиристоре соответственно; Z_{OV} — переходное тепловое сопротивление переход — среда $Z_{(th)tja}$ СПП при длительности перегрузки t'_{OV} ; Z_v , Z_T , Z_t — переходное тепловое сопротивление переход — корпус $Z_{(th)tjc}$ СПП при длительности нагрузки 26, 20 и 6 мс соответственно.

Мощность потерь от тока предварительной нагрузки для диодов

$$P_{F(AV)} = U_{TO} I_{O(AV)} + K_{\Phi}^2 r_T I_{O(AV)}^2, \quad (4.32)$$

где K_{Φ} — коэффициент формы тока, равный в данном случае 1,57 при синусоидальной форме и 1,41 при трапецеидальной форме.

Мощность потерь от тока предварительной нагрузки для тиристоров определяется также по формуле (4.32).

Ток $I_{O(AV)}$ задается как часть тока $I_{F(AV)}$ или $I_{T(AV)}$.

Температуру нагрева T_{j0} определяют по формуле: для диодов

$$T_{j0} = T_{cf} + P_{F(AV)} R_{thja}, \quad (4.33a)$$

для тиристоров

$$T_{j0} = T_{cf} + P_{T(AV)} R_{thja}, \quad (4.33b)$$

где T_{cf} — температура охлаждающей среды.

Значения тепловых переходных сопротивлений $Z_{F(OV)}$, Z_v , Z_T и Z_t находят для указанных отрезков времени по приведенным в информационных материалах графическим зависимостям $Z_{(th)tja}(t)$ и $Z_{(th)tjc}(t)$, причем значения таких сопротивлений должны определяться с высокой точностью, поскольку незначительная погрешность при их определении может привести к существенной погрешности при расчете $I_{F(OV)}$ и $I_{T(OV)}$.

На зависимости $I_{OV}^* = f(t_{OV}, K)$ для выбранного вида СПП и принятых условий охлаждения (рис. 4.12, а) через точку $t = t'_{OV}$ на оси абсцисс проводят прямую линию, параллельную оси ординат.

По точкам пересечения указанной прямой с зависимостями $I_{OV}^* = f(t_{OV}, K)$ находят значения I_{OV}^* , соответствующие K , равным 1; 0,75; 0,5 и 0,25.

Затем строят зависимость $I_{OV}^*/K = f(K)$ при $t_{OV} = t'_{OV}$ (рис. 4.12, б).

Из определения I_{OV}^* и K следует, что

$$I_{OV}^*/K = I'_{EM(OV)}/(3,14 I'_{E(AV)}). \quad (4.34)$$

Поэтому, откладывая по оси ординат на рис. 4.12, б значение $I_{OV}^*/K = I'_{EM(OV)}/3,14I'_{E(AV)}$, находят на оси абсцисс искомую величину K . Например, для $t'_{OV} = 2 \cdot 10^{-2}$ с при

$$I_{EM(OV)}/(3,14I'_{E(AV)}) = 10$$

получим $K = 0,3$.

В случае $I'_{E(AV)} = 0$, т. е. $K = 0$, расчетный ток определяют следующим образом:

а) при $f \leq 500$ Гц и синусоидальной или трапецеидальной форме тока

$$I_{AV} = I'_{EM(OV)}/(3,14mK_{д.т}K_{\beta}K_rI_{OV}^*\psi_{IOV}); \quad (4.35)$$

б) при $f > 500$ Гц и синусоидальной форме тока

$$I_{AV} = I'_{EM(OV)}/(3,14mK_{д.т}K_{н1}I_{OV}^*\psi_{IOV}); \quad (4.36)$$

в) при $f > 500$ Гц и трапецеидальной форме тока

$$I_{AV} = I'_{EM(OV)}/(3,14mK_{д.т}K_{н2}I_{OV}^*\psi_{IOV}). \quad (4.37)$$

Входящие в формулы (4.35) — (4.37) коэффициенты K_{β} , K_r , $K_{н1}$ и $K_{н2}$, определяемые по рис. 4.3 — 4.8, соответствуют току I_{EM1} .

Для нахождения в данном случае I_{OV}^* на графике $I_{OV}^* = f(t_{OV}, K)$, соответствующем выбранному виду СПП и принятым условиям охлаждения (рис. 4.10 и 4.11), проводят через точку $t_{OV} = t'_{OV}$ прямую линию, параллельную оси ординат, до пересечения с кривой $I_{OV}^* = f(t_{OV})$ при $K = 0$ (рис. 4.12, а, точка а). Значение ординаты точки а и есть искомая величина I_{OV}^* . На рис. 4.12, а при $t'_{OV} = 0,2$ с $I_{OV}^* = 3,35$.

Уточнение выбора типа СПП и охладителя производится в § 4.3.

4.2. ВЫБОР КЛАССА СПП ПО РАБОЧЕМУ НАПРЯЖЕНИЮ

Классификация напряжений, воздействующих на СПП в схеме ПУ, и соответствующие параметры СПП. Напряжение, прикладываемое к прибору в схеме ПУ, можно условно разделить на следующие составляющие (рис. 4.13):

а) рабочее импульсное напряжение U_{WM} или рабочее постоянное напряжение U_{WC} определяется напряжением источника питания или требованием нагрузки и не учитывает переходные напряжения, возникающие при работе схемы;

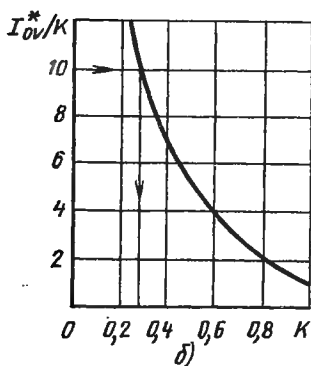
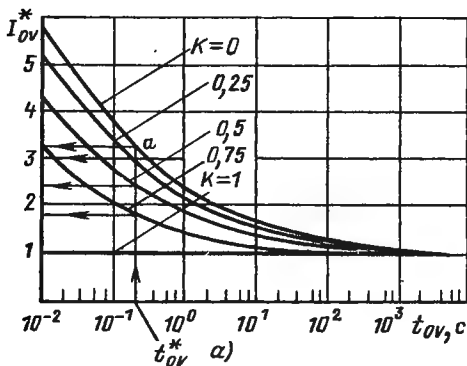


Рис. 4.12. К определению коэффициента K предшествующей нагрузки:
 а — зависимость усредненных амплитуд максимально допустимого тока перегрузки I_{ov}^* от длительности перегрузки t_{ov} и коэффициента предшествующей нагрузки K для серийно выпускаемых диодов и тиристоров; б — зависимость отношения I_{ov}^*/K от K при длительности перегрузки $t_{ov} = t'_{ov}$

б) повторяющиеся переходные напряжения $U_{(RM)}$ определяются действием схемы ПУ и возникают, например, при коммутации СПП;

в) неповторяющиеся переходные напряжения $U_{(SM)}$ определяются внешними по отношению к СПП причинами, например срабатыванием коммутационной или защитной аппаратуры в схеме ПУ и внешней цепи, а также могут возникать при грозовых электрических разрядах.

При неповторяющихся переходных напряжениях предполагают, что результат действия импульса переходного напряжения на СПП полностью исчезает до появления следующего импульса переходного неповторяющегося напряжения.

Рабочее напряжение U_{WM} или U_{WC} , повторяющиеся $U_{(RM)}$ и неповторяющиеся $U_{(SM)}$ напряжения прикладывают

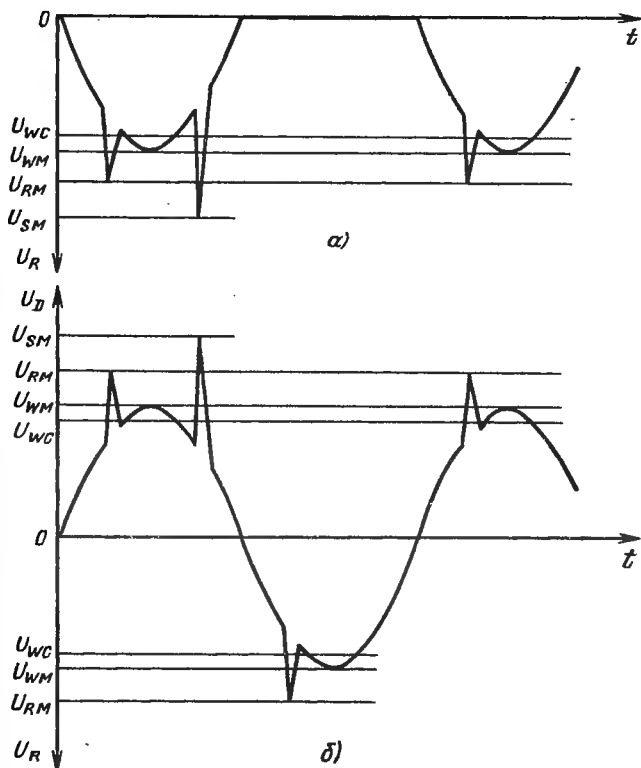


Рис. 4.13. Напряжение, прикладываемое к диоду (а) и тиристор (б) в схеме

к диоду в обратном направлении, а к тиристор — в обратном и прямом направлениях. В прямом направлении напряжения прикладывают, когда тиристор находится в закрытом состоянии. Рабочее постоянное напряжение имеет место при работе СПП, например, в ждущем режиме.

В информационных материалах приведены допустимые значения следующих параметров диодов и тиристоров, соответствующие указанным воздействующим факторам (рис. 4.14).

Для диодов и тиристоров:

импульсное рабочее обратное напряжение U_{RWM} — наибольшее рекомендуемое мгновенное значение обратного напряжения, прикладываемого к СПП, исключая все повторяющиеся и неповторяющиеся переходные напряжения;

постоянное обратное напряжение U_R — рекомендуемое обратное напряжение с постоянным значением;

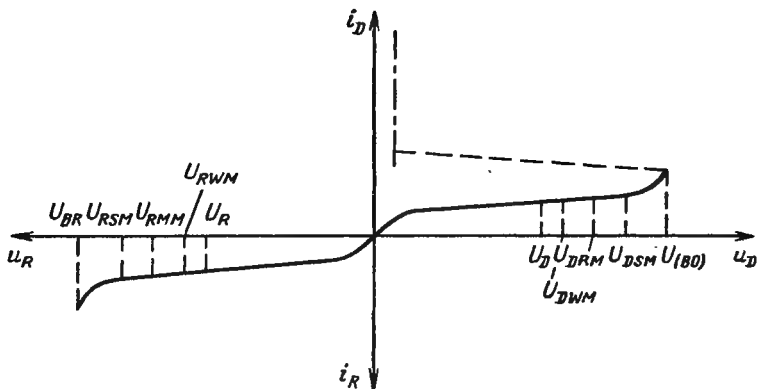


Рис. 4.14. Связь параметров СПП по напряжению с ВАХ

повторяющееся импульсное обратное напряжение U_{RRM} — наибольшее мгновенное значение обратного напряжения, прикладываемого к СПП, исключая все неповторяющиеся переходные напряжения;

неповторяющееся импульсное обратное напряжение U_{RSM} — наибольшее мгновенное значение неповторяющегося переходного обратного напряжения, прикладываемого к СПП.

Кроме того, для тиристорov приведены:

импульсное рабочее напряжение в закрытом состоянии U_{DWM} — рекомендуемое наибольшее значение напряжения, прикладываемого к тиристорy, находящемуся в закрытом состоянии, исключая все повторяющиеся и неповторяющиеся переходные напряжения;

постоянное напряжение в закрытом состоянии U_D — напряжение с постоянным значением, прикладываемое в прямом направлении к тиристорy, находящемуся в закрытом состоянии;

повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии U_{DRM} — наибольшее мгновенное значение напряжения, прикладываемого в прямом направлении к тиристорy, находящемуся в закрытом состоянии, исключая все неповторяющиеся переходные напряжения;

неповторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии U_{DSM} — наибольшее мгновенное значение любого неповторяющегося переходного напряжения, прикладываемого к тиристорy, находящемуся в закрытом состоянии.

Значения параметров U_{RSM} , U_{DSM} , U_{RRM} , U_{DRM} , U_{RWM} , U_{DWM} , U_R и U_D устанавливает разработчик СПП, исходя из того, что они должны быть меньше напряжения пробоя $U_{(BR)}$ диода или тиристора и напряжения переключения $U_{(BO)}$ тиристора (рис. 4.14). Это связано с тем, что при

превышении в эксплуатации напряжения пробоя $U_{(BR)}$ обратный ток СПП резко возрастает, что приводит к резкому увеличению мощности потерь в СПП и к его повреждению. При превышении напряжения переключения тиристора $U_{(BO)}$ последний переходит в открытое состояние без подачи управляющего сигнала, что нарушает режим работы схемы ПУ и может привести к повреждению СПП.

Принято считать, что

$$U_{DWM} = U_{RWM}, \quad U_D = U_R, \quad U_{DRM} = U_{RRM}, \quad U_{DSM} = U_{RSM}.$$

Класс тиристора и диода соответствует допустимому значению повторяющегося импульсного напряжения $U_{RRM}(U_{DRM})$ и равен значению $U_{RRM}(U_{DRM})$, деленному на 100.

Значения параметров $U_{RWM}(U_{DWM})$, $U_R(U_D)$ и $U_{RSM}(U_{DSM})$ устанавливаются по отношению к величине $U_{RRM}(U_{DRM})$. Например, для диодов типа Д161-320 $U_{RWM}/U_{RRM} = 0,8$, $U_R/U_{RRM} = 0,75$, $U_{RSM}/U_{RRM} = 1,16$.

Определение класса СПП. К СПП принципиально допустимо прикладывать напряжение, равное его классификационному значению, если при эксплуатации имеет место соотношение $T_j \leq T_{j\max}$. Однако в большинстве случаев полностью использовать нагрузочную способность СПП по рабочему напряжению не представляется возможным. Одной из причин этого является то, что фактические соотношения между рабочим напряжением, повторяющимся переходным напряжением и неповторяющимся переходным напряжением значительно больше тех, которые гарантируют в информационных материалах. Кроме того, в случае, если в аварийном режиме после прохождения аварийного тока к СПП может прикладываться обратное напряжение, то его значение не должно превышать $0,8 U_{RRM}$. Соответственно должно быть уменьшено и допустимое значение U_{RSM} .

Рабочее импульсное (или постоянное) напряжение, прикладываемое к СПП в схеме, определяется напряжением источника питания или нагрузки, поэтому его следует рассматривать как одно из основных воздействий, которое не может быть произвольно изменено. В то же время повторяющиеся и неповторяющиеся переходные напряжения, прикладываемые к СПП в схеме, могут быть ограничены по значению, и при этом не будет оказываться заметное влияние на качество напряжения питающей сети и нагрузки. Принципиально возможно, применив устройства ограничения перенапряжений, ограничить повторяющиеся и неповторяющиеся напряжения в схеме до таких значений, когда их отношения к рабочему напряжению в схеме не будут превышать принятых соотношений значений соответствующих параметров. Однако в большинстве случаев

это нецелесообразно, так как приводит к чрезмерному увеличению массы и габаритных размеров устройств ограничения перенапряжений, а также мощности потерь в них. На практике находят компромиссное решение, при котором выбирают СПП, имеющий запас классификационного значения рабочего напряжения по отношению к рабочему напряжению, прикладываемому к СПП в схеме. Уровень запаса выбирают из условий получения приемлемых параметров устройств ограничения перенапряжений и приемлемой мощности потерь в них.

Класс СПП в случае компромиссного решения определяют по формуле

$$U_{RRM} \geq U_{EM} / (n K_{д.н} \psi_{UW}), \quad (4.38)$$

где U_{EM} — наибольшая амплитуда рабочего напряжения, прикладываемого к эквивалентному вентилю в схеме ПУ; n — число последовательно соединенных СПП в схеме эквивалентного вентиля; $K_{д.н}$ — коэффициент равномерности деления напряжения по последовательно соединенным СПП (при $n=1$ $K_{д.н}=1$, при $n \geq 2$ $K_{д.н}=0,8$); ψ_{UW} — коэффициент нагрузки из табл. 3.1.

При отсутствии специальных требований к величине n следует стремиться к минимальному числу последовательных СПП в схеме эквивалентного вентиля.

При расчете U_{RRM} по формуле (4.38) выбирают СПП с U_{RRM} , наиболее близким по значению к правой части неравенства.

Зная U_{RRM} , по информационному материалу выбранного СПП определяют $U_{RSM}(U_{DSM})$, при этом переходные повторяющиеся и неповторяющиеся напряжения в схеме должны быть ограничены устройствами ограничения напряжений до значений, определяемых по формулам

$$U_{(RM)} \leq \psi_{UR} U_{RRM}; \quad (4.39)$$

$$U_{(SM)} \leq \psi_{USU} U_{RRM}; \quad (4.40a)$$

$$U_{(SM)} \leq \psi_{US} U_{RSM}. \quad (4.40b)$$

ψ_{UR} , ψ_{USU} и ψ_{US} — коэффициенты нагрузки СПП из табл. 3.1.

4.3. ПРОВЕРКА СПП И УСЛОВИЙ ЕГО ОХЛАЖДЕНИЯ ПО ТЕМПЕРАТУРЕ НАГРЕВА РАБОЧИМ ТОКОМ

Условия, определяющие температурный режим работы СПП. Выбранные в § 4.1 типы прибора, охладителя и скорость

охлаждающей среды должны быть проверены по температуре нагрева перехода СПП рабочим током.

Работа СПП в рабочем режиме характеризуется максимальной допустимой температурой перехода $T_{j\max}$ и допустимой температурой циклирования $\Delta T_{j\text{ц}\max}$ при заданном числе температурных циклов $N_{\text{ц}}$ работы за срок службы ПУ.

Температура $T_{j\max}$ лимитируется тем, что при ее превышении резко возрастает ток СПП в закрытом состоянии, а следовательно, возрастает и мощность потерь в переходе. Это в свою очередь приводит к дальнейшему росту температуры перехода, к снижению напряжения, которое способен блокировать СПП, и в конечном счете вызывает пробой полупроводниковой структуры.

Допустимая температура циклирования $\Delta T_{j\text{ц}\max}$ при заданном числе температурных циклов $N_{\text{ц}}$ лимитируется тем, что вследствие переменных термомеханических воздействий на внутренние контактные соединения прибора постепенно увеличивается их тепловое и электрическое сопротивления, при этом возрастает мощность потерь от тока в открытом состоянии СПП и, следовательно, возрастает температура перехода. Возрастание температуры перехода приводит к увеличению тока через СПП в закрытом состоянии, увеличению мощности потерь в закрытом состоянии, к снижению напряжения, которое способен выдерживать СПП. Если фактическая температура циклирования $\Delta T_{j\text{ц}}$ превышает допустимое значение $\Delta T_{j\text{ц}\max}$ при требуемом числе температурных циклов $N_{\text{ц}}$, то постепенное ухудшение параметров СПП приведет к пробое его полупроводниковой структуры при числе температурных циклов, меньшем требуемого.

Тип СПП и условия его охлаждения выбраны правильно по току рабочего режима, если выполняются следующие условия:

$$T_j \leq \psi_T T_{j\max}; \quad (4.41)$$

$$\frac{N_{\text{ц}1}}{N_{\text{ц}1\max}} + \frac{N_{\text{ц}2}}{N_{\text{ц}2\max}} + \dots + \frac{N_{\text{ц}\chi}}{N_{\text{ц}\chi\max}} + \dots + \frac{N_{\text{ц}\xi}}{N_{\text{ц}\xi\max}} \leq \psi_N, \quad (4.42)$$

где $T_{j\max}$ — максимальная температура перехода в рабочем режиме; $N_{\text{ц}\chi}$, $N_{\text{ц}\chi\max}$ — требуемое и максимально допустимое число температурных циклов работы СПП соответственно в χ -м циклическом режиме при температуре $\Delta T_{j\text{ц}\chi}$ (χ изменяется от 1 до ξ , где ξ — общее число отличающихся друг от друга по температуре циклирования режимов работы СПП за срок службы); ψ_T , ψ_N — коэффициенты, рекомендуемые в табл. 3.1.

Температура $T_{j\max}$ задана в информационном материале выбранного СПП.

Температуру T_j определяют по формуле

$$T_j = T_{cf} + \Delta T_j, \quad (4.43)$$

или

$$T_j = T_{cf} + \Delta T_j + 0,5(\Delta T_{ji} - \Delta T_{jikл}), \quad (4.44)$$

где T_{cf} — максимальная температура охлаждающей среды; ΔT_j — максимальная температура перегрева перехода в рабочем режиме без учета колебаний температуры, связанных с импульсным характером тока через СПП; T_{ji} , $\Delta T_{jikл}$ — температура нагрева перехода одиночным импульсом тока, имеющим место в конце расчетного интервала τ_p , и одиночным импульсом классификационного тока при заданной температуре корпуса выбранного СПП соответственно.

Расчет по формуле (4.43) проводят при частоте тока СПП $f > 50$ Гц, а также при $f = 50$ Гц и среднем значении максимального тока на интервале $T = 1/f$, не превышающем классификационное значение тока при заданной температуре корпуса выбранного СПП. В противном случае следует пользоваться формулой (4.44).

Фактическое число циклов $N_{цх}$ работы прибора в χ -м циклическом режиме работы ПУ определяют по техническому заданию на его разработку.

Допустимое число циклов $N_{цх\max}$ работы в χ -м циклическом режиме определяют по приведенной в информационном материале выбранного СПП зависимости $N_{цх\max} = f(\Delta T_{jцх})$ при $T_{jцх}$, равной температуре циклирования в χ -м циклическом режиме $\Delta T_{jцх}$.

Значение $\Delta T_{jцх}$ находим по формуле

$$\Delta T_{jцх} = \Delta T_{jх\max} - \Delta T_{jх\min}, \quad (4.45)$$

где $\Delta T_{jх\max}$, $\Delta T_{jх\min}$ — максимальная и минимальная температуры перегрева перехода СПП соответственно в χ -м циклическом режиме.

Расчет температур перегрева перехода СПП в рабочем режиме. Температура перегрева перехода СПП с охладителем по отношению к температуре охлаждающей среды определяется мощностью потерь в СПП и переходным тепловым сопротивлением переход—среда. Определение температуры перегрева производят графоаналитическим методом [4.2], при этом используют приведенные в информационных материалах графические зависимости переходных тепловых сопротивлений СПП от времени и скорости охлаждающей среды (см. рис. 4.1).

Поскольку зависимость от времени тока i_{EM} , соответствующая техническому заданию на ПУ, как правило, имеет ступенчатую форму (см. рис. 4.2), то и зависимость от времени полной мощности потерь в СПП, определяемая этим током, и усредненная по каждому периоду импульса тока, также будет иметь ступенчатую форму, т. е. будет состоять из последовательности прямоугольных импульсов.

Прямоугольный одиночный импульс средней суммарной мощности потерь в СПП P_{tot1} (скачок нагрузки) вызывает изменение температуры перехода, пропорциональное величине этого импульса (рис. 4.15), а зависимость температуры перехода от времени $\Delta T_{j(t)}$ определяется переходным тепловым сопротивлением переход—среда $Z_{(th)tja}$:

$$\Delta T_j = P_{tot1} Z_{(th)tja}. \quad (4.46)$$

Для упрощения обозначим $Z_{(th)tja}$ как Z_{th} .

Максимальное повышение температуры перехода от одного прямоугольного импульса мощности имеет место в момент t_1 окончания импульса (рис. 4.15, в) и определяется по формуле

$$\Delta T_{j(t_1)} = P_{tot1} Z_{th(t_1-t_0)}, \quad (4.47)$$

где $Z_{th(t_1-t_0)}$ находят по зависимости $Z_{(th)tja}(t)$ для времени $t_1 - t_0$.

Для определения повышения температуры перехода от импульса мощности P_{tot1} в момент $t_2 > t_1$ условно принимают, что импульс мощности P_{tot1} положителен и действует на интервале от t_0 до t_2 (рис. 4.15, б), а на интервале $t_1 - t_2$ действует тот же импульс по величине P_{tot1} , но имеющий обратный знак

Повышение температуры в этом случае находят наложением обоих скачкообразных функций:

$$\Delta T_{j(t_1)} = P_{tot1} [Z_{th(t_2-t_0)} - Z_{th(t_2-t_1)}], \quad (4.48)$$

где $Z_{th(t_2-t_0)}$, $Z_{th(t_2-t_1)}$ — переходные тепловые сопротивления по зависимости $Z_{(th)tja}(t)$ для времени $t_2 - t_0$ и $t_2 - t_1$.

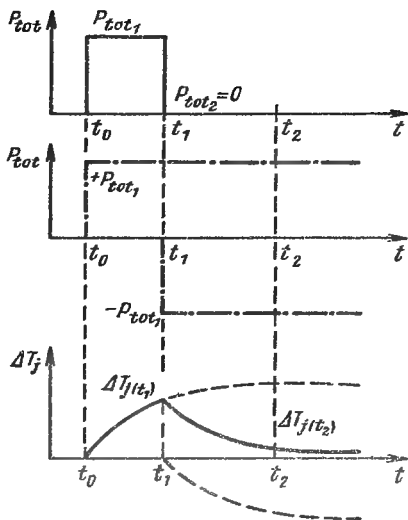


Рис. 4.15. К определению температуры перегрева ΔT_j от одиночного импульса мощности P_{tot1} по методу суперпозиции

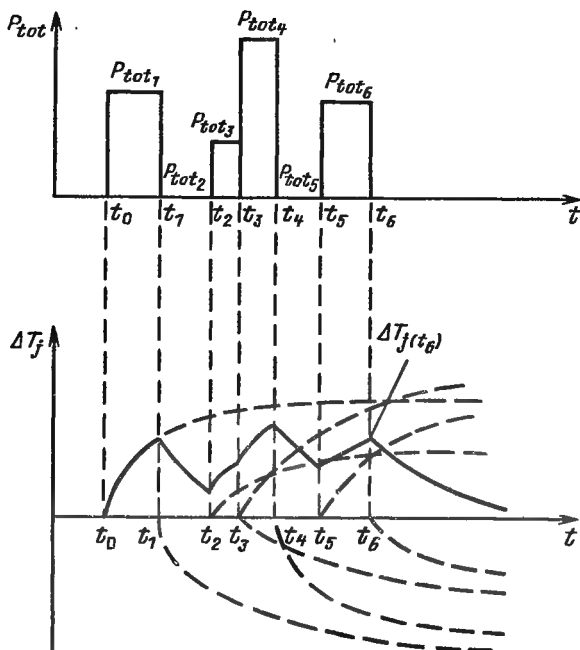


Рис. 4.16. К определению температуры перегрева ΔT_j от последовательности импульсов мощности P_{tot} по методу суперпозиции

Температуру перегрева перехода при произвольной последовательности импульсов, показанной на рис. 4.16, например, в момент t_6 , находят по формуле

$$\Delta T_{j(t_6)} = P_{tot1} [Z_{th}(t_6 - t_0) - Z_{th}(t_6 - t_1)] + P_{tot3} [Z_{th}(t_6 - t_2) - Z_{th}(t_6 - t_3)] + \\ + P_{tot4} [Z_{th}(t_6 - t_3) - Z_{th}(t_6 - t_4)] + P_{tot6} Z_{th}(t_6 - t_5). \quad (4.49)$$

В общем виде формула (4.49) может быть записана следующим образом:

$$\Delta T_{j(\delta_x)} = \sum_{v=1}^{\delta} P_{totv} [Z_{th}(\delta_x - v_n) - Z_{th}(\delta_x - v_x)], \quad (4.50)$$

где $\Delta T_{j(\delta_x)}$ — температура перегрева перехода в конце последней ступени δ мощности потерь расчетного интервала времени; v — порядковый номер ступени мощности, изменяющийся от 1 до δ ; P_{totv} — средняя суммарная мощность потерь в приборе на v -й ступени; $Z_{th}(\delta_x - v_n)$, $Z_{th}(\delta_x - v_x)$ — переходное тепловое сопротивление переход — среда, соответствующее интервалу времени от конца последней ступени δ до начала v -й ступени и от конца последней ступени δ до конца v -й ступени соответственно.

Для расчета перегрева ΔT_j , $\Delta T_{j\chi_{\max}}$ и $\Delta T_{j\chi_{\min}}$ по формуле (4.50) необходимо построить зависимость от времени средней суммарной мощности потерь на расчетных интервалах времени. Для этого вначале необходимо определить длительность и расположение относительно кривой тока $i_{EM}(t)$ расчетных интервалов времени.

Длительность расчетного интервала времени для расчета всех трех температур перегрева принимают одинаковой и равной времени, необходимому для достижения переходным тепловым сопротивлением переход—среда выбранного СПП с типовым охладителем установившегося значения при принятой скорости охлаждающей среды (см. рис. 41).

При определении ΔT_j расчетный интервал времени τ'_p следует располагать относительно кривой тока $i_{EM}(t)$ так, чтобы окончание интервала совпадало с окончанием ступени тока, имеющей наибольшее значение тока и наибольшую длительность, а также чтобы среднее значение тока в пределах τ'_p было наибольшим (см. рис. 4.2). Если указанные условия одновременно не выполняются, то расчет ΔT_j проводят для нескольких вариантов расположения интервала τ'_p , при которых условия наиболее близки к указанным. Из полученных при этом результатов расчета выбирают максимальное значение ΔT_j .

При определении $\Delta T_{j\chi_{\max}}$ расчетный интервал времени τ'_p следует располагать относительно кривой тока $i_{EM}(t)$ так, чтобы окончание интервала совпадало с окончанием ступени тока, имеющей наибольшее значение тока и наибольшую длительность в данном χ -м циклическом режиме (см. рис. 4.2). Если указанные условия одновременно не выполняются, то расчет проводят для нескольких вариантов расположения интервалов τ'_p , при которых условия наиболее близки к указанным. Из полученных при этом результатов расчета выбирают максимальное значение $\Delta T_{j\chi_{\max}}$.

При определении $\Delta T_{j\chi_{\min}}$ расчетный интервал времени τ''_p следует располагать относительно кривой тока $i_{EM}(t)$ так, чтобы окончание интервала совпадало с окончанием ступени тока, имеющей минимальное значение тока при наибольшей длительности в данном χ -м циклическом режиме.

Если указанные условия одновременно не выполняются, то расчет $\Delta T_{j\chi_{\min}}$ проводят для нескольких вариантов расположения интервалов τ''_p , при которых условия наиболее близки к указанным. Из полученных при этом результатов расчета выбирают минимальное значение $\Delta T_{j\chi_{\min}}$.

При расчетах ΔT_j , $\Delta T_{j\chi_{\max}}$ и $\Delta T_{j\chi_{\min}}$ на каждом расчетном интервале времени для каждой ступени тока $i_{EM}(t)$, где $I_{EMv} = \text{const}$, строят зависимость от времени средней величины суммарной мощности потерь $P_{tot}(t)$ в СПП. Зависимость $R_{tot}(t)$,

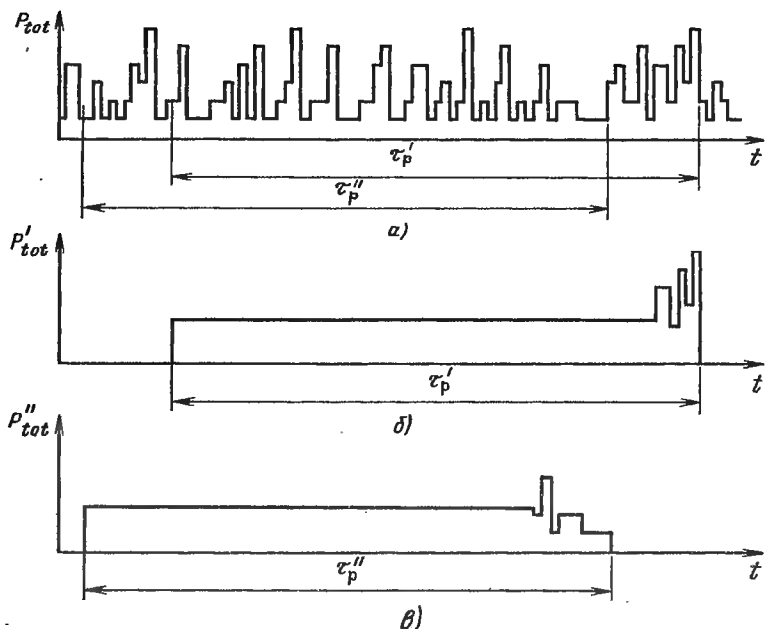


Рис. 4.17. Пояснение к построению зависимостей мощности потерь $P'_{tot}(t)$ и $P''_{tot}(t)$, эквивалентных по нагреву мощности $P_{tot}(t)$: а — зависимость от времени усредненной по периоду $T=1/f$ суммарной мощности потерь P_{tot} в СПП; б, в — упрощенные кривые зависимости от времени суммарной мощности потерь P'_{tot} и P''_{tot} , эквивалентной P_{tot} на расчетном интервале τ'_p и на расчетном интервале τ''_p соответственно

так же как и зависимость $i_{EM}(t)$, имеет ступенчатую форму (рис. 4.17).

Полную мощность потерь на v -й ступени можно представить в следующем виде:

для диода

$$P_{totv} = P_{F(AV)v} + P_{R(AV)v} + P_{RQ(AV)v}; \quad (4.51a)$$

для тиристора

$$P_{totv} = P_{T(AV)v} + P_{R(AV)v} + P_{RQ(AV)v} + \\ + P_{D(AV)v} + P_{TT(AV)v} + P_{G(AV)}, \quad (4.51б)$$

где $P_{F(AV)v}$, $P_{T(AV)v}$ — средняя мощность прямых потерь в открытом состоянии диода и тиристора соответственно на v -й ступени; $P_{R(AV)v}$ — средняя мощность потерь на v -й ступени, обусловленная обратным током; $P_{RQ(AV)v}$ — средняя мощность потерь при выключении на v -й ступени; $P_{D(AV)v}$ — средняя мощность потерь в закрытом состоянии тиристора на v -й ступени; $P_{TT(AV)v}$ — средняя мощность потерь при включении тиристора на v -й ступени; $P_{G(AV)}$ — средняя мощность на управляющем электроде тиристора.

При расчете температуры перегрева потери мощности $P_{R(AV)v}$, $P_{D(AV)v}$ и $P_{G(AV)v}$ можно не учитывать, так как их сумма по сравнению со значением остальных учитываемых потерь мала.

При $f \leq 200$ Гц и естественной коммутации СПП напряжением источника питания расчет производится по формулам:

для диода

$$P_{totv} = P_{F(AV)v}; \quad (4.52a)$$

для тиристора

$$P_{totv} = P_{T(AV)v}. \quad (4.52b)$$

При $200 \text{ Гц} < f < 630 \text{ Гц}$, а также при $f \leq 200 \text{ Гц}$ и принудительной емкостной коммутации расчет проводится по формулам:

для диода

$$P_{totv} = P_{F(AV)v} + P_{RQ(AV)v}; \quad (4.53a)$$

для тиристора

$$P_{totv} = P_{T(AV)v} + P_{RQ(AV)v} + P_{TT(AV)v}. \quad (4.53b)$$

Мощность потерь $P_{F(AV)v}$ и $P_{T(AV)v}$ определяют по приведенным в информационном материале выбранного СПП зависимостям $P_{F(AV)} = f(I_{F(AV)})$ и $P_{T(AV)} = f(I_{T(AV)})$ соответственно, заданным при различных углах проводимости β , при синусоидальной и прямоугольной формах тока (рис. 4.18).

Средний ток в открытом состоянии на v -й ступени для диода $I_{F(AV)v} = I_{EMv} / (m K_{д.т} K_{Av} K_r)$, где I_{EMv} — ток на v -й ступени зависимости $i_{EM}(t)$; K_{Av} , K_r — коэффициенты для тока I_{EMv} , определяемые по графикам рис. 4.3 и 4.5.

Средний ток в открытом состоянии на v -й ступени для тиристорov определяют также по формуле (4.54).

Если значения тока $I_{F(AV)v}$ или $I_{T(AV)v}$ на v -й ступени больше тока, для которого в информационном материале для выбранного СПП заданы зависимости $P_{F(AV)} = f(I_{F(AV)})$ и $P_{T(AV)} = f(I_{T(AV)})$, что возможно в режиме изменяющегося рабочего тока, то мощность потерь определяют по формулам:

для диода

$$P_{F(AV)v} = U_{T0} I_{F(AV)v} + r_T K_\phi^2 I_{F(AV)v}^2; \quad (4.55a)$$

для тиристора

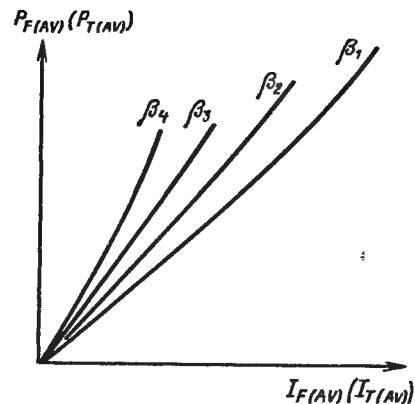


Рис. 4.18. Зависимость средней мощности потерь $P_{F(AV)}$ ($P_{T(AV)}$) от тока $I_{F(AV)}$ ($I_{T(AV)}$) и угла проводимости β : $\beta_1 > \beta_2 > \beta_3 > \beta_4$

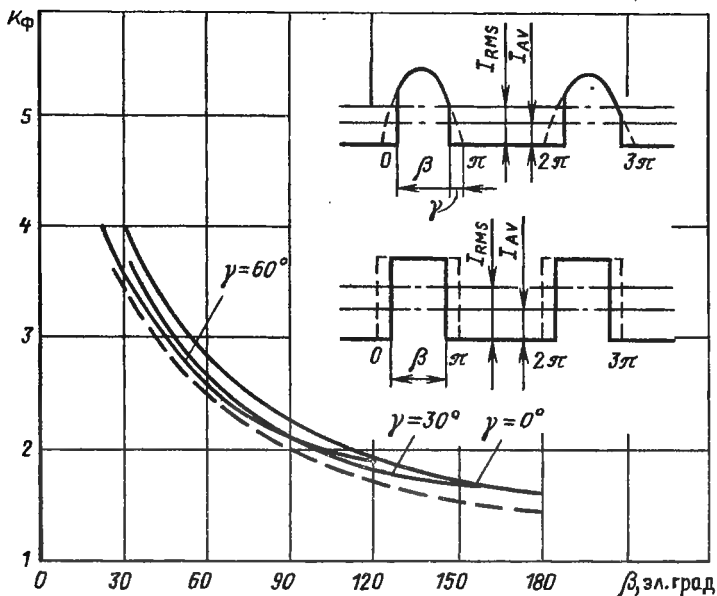


Рис. 4.19. Зависимость коэффициента формы K_f от угла проводимости β и угла опережения выключения γ при синусоидальной форме тока (—) и при трапецидальной форме (---)

$$P_{T(AV)v} = U_{T0} I_{T(AV)v} + r_T K_f^2 I_{T(AV)v}^2, \quad (4.556)$$

где K_f — коэффициент формы тока (рис. 4.19).

Средняя мощность потерь при включении тиристора на v -й ступени определяется приблизительно из выражения

$$P_{TT(AV)v} \approx U_{Av}^2 t_{gr} f / (4,6 R_L), \quad (4.56)$$

или

$$P_{TT(AV)v} \approx 0,22 U_{Av} I_{Av} t_{gr} f, \quad (4.57)$$

где U_{Av} — напряжение на тиристоре в закрытом состоянии на v -й ступени непосредственно перед включением; I_{Av} — ток тиристора в открытом состоянии на v -й ступени сразу после включения; t_{gr} — время нарастания при включении тиристора по управляющему электроду; R_L — сопротивление нагрузки.

Выражения (4.56) и (4.57) получены при допущении, что нагрузка активная, а нарастание тока и уменьшение напряжения на интервале коммутации происходят по экспоненте с одинаковой постоянной времени (рис. 4.20). Такое допущение приемлемо, так как при индуктивном характере нагрузки скорость нарастания тока невелика, а напряжение на приборе падает относительно быстро, и, следовательно, мощность потерь меньше, чем при активной нагрузке. При емкостном

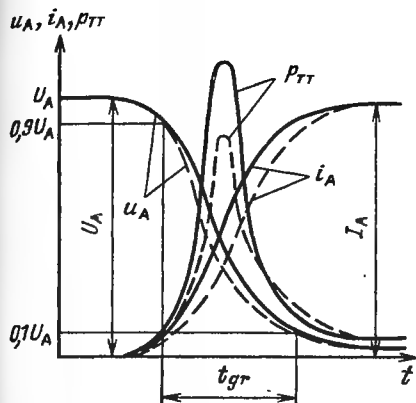


Рис. 4.20. Процесс включения тиристора на активную нагрузку (сплошные линии) и активно-индуктивную (штриховые линии):

$U_A I_A$ — анодные прямые напряжение и ток;
 u_A, i_A — анодные напряжения и ток на интервале включения тиристора

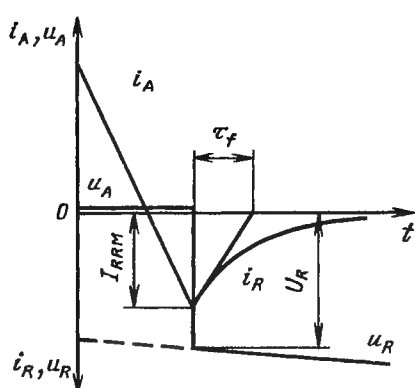


Рис. 4.21. Упрощенная зависимость анодного тока i_A и напряжения u_A от времени при выключении тиристора: u_A, i_A — анодные прямые напряжение и ток тиристора на интервале выключения; u_R, i_R — обратные напряжения и ток тиристора на интервале выключения; I_{RRM} — амплитуда тока обратного восстановления; τ_f — постоянная времени спада тока обратного восстановления

характере нагрузки скорость нарастания тока может быть значительно большей, чем при активной нагрузке. Это могло бы привести к заметному увеличению мощности потерь при включении, однако в этом случае, как правило, производят ограничение скорости нарастания тока при включении, например, токоограничивающими дросселями.

При наличии в схеме токоограничивающих дросселей, резко снижающих ток в начальной части интервала включения, потери $P_{TT(AV)v}$ малы, и их можно не учитывать.

Средняя мощность потерь при выключении СПП на v -й ступени определяется приблизительно по формуле

$$P_{RQ(AV)v} \approx U_{Rv} I_{RRMv} \tau_{fv} f, \quad (4.58)$$

где U_{Rv} — обратное напряжение во время выключения на v -й ступени (скачок обратного напряжения); I_{RRMv} — амплитуда тока обратного восстановления на v -й ступени; τ_{fv} — постоянная времени спада тока обратного восстановления на v -й ступени.

Выражение (4.58) получено при условии, что токи и напряжения изменяются так, как это показано на рис. 4.21, где их изменение соответствует активной нагрузке, и отсутствию коммутационных колебаний напряжения U_{Rv} . Если же последнее ярко выражено, то мощность потерь может быть выше, чем та, которая определена по формуле (4.58).

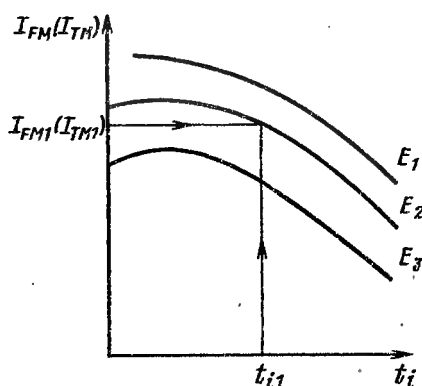


Рис. 4.22. Суммарная энергия потерь E одного импульса тока в зависимости от величины и длительности импульса t_i ($E_1 > E_2 > E_3$)

Значение E_v определяют по приведенной в информационном материале выбранного СПП зависимости энергии потерь E от одного импульса тока в функции длительности импульса t_i , а также формы и амплитуды импульса тока $I_{FM}(I_{TM})$ (рис. 4.22).

Ток I_{FMv} на v -й ступени определяют по формуле

$$I_{FMv} = I_{EMv} / mK_{л.т.} \quad (4.61)$$

Ток I_{TMv} определяют также по формуле (4.61).

Построенные по формуле (4.52) или (4.53) зависимости мощности потерь на расчетных интервалах времени во многих случаях имеют вид, соответствующий приведенным в табл. 4.1, при этом расчет температур перегрева ΔT_j , $\Delta T_{j\chi\max}$, $\Delta T_{j\chi\min}$ производят по полученным на основании (4.50) формулам:

а) непрерывная нагрузка (табл. 4.1, п. 1)

$$\Delta T_j = P_{tot} R_{j\chi ja}; \quad (4.62)$$

б) короткий одиночный импульс (табл. 4.1, п. 2): $\Delta T_{j(t_1)}$ определяется по формуле (4.47), $\Delta T_{j(t_2)}$ — по формуле (4.48);

в) короткая последовательность импульсов нагрузки разной амплитуды (табл. 4.1, п. 3); $\Delta T_{j(t_5)}$ определяется по формуле (4.50);

г) короткая последовательность импульсов, например 3 импульса с одинаковой амплитудой (табл. 4.1, п. 4):

$$\Delta T_{j(t_5)} = P_{tot} (Z_{th}(t_5 - t_0) - Z_{th}(t_5 - t_1) + Z_{th}(t_5 - t_2) - Z_{th}(t_5 - t_3) + Z_{th}(t_5 - t_4)); \quad (4.63)$$

Выражение (4.58) приближенно можно представить в следующем виде:

$$P_{RQ(AV)v} \approx 0,6 U_{Rv} Q_{rv} f, \quad (4.59)$$

где Q_{rv} — заряд обратного восстановления, заданный в информационном материале СПП графически в функции скорости спада прямого тока $(di_T/dt)_{fv}$ на v -й ступени.

При $f > 630$ Гц мощность потерь P_{totv} может быть определена по формуле

$$P_{totv} = E_v f, \quad (4.60)$$

где E_v — энергия потерь от одного импульса тока на v -й ступени.

Таблица 4.1. Формы кривых мощности потерь и температуры перегрева перехода СПП при разных видах нагрузки

№ п/п	Вид нагрузки	Форма кривой мощности потери на переходе	Форма кривой температуры перегрева перехода
1	Непрерывная нагрузка		
2	Короткий одиночный импульс нагрузки		
3	Короткая последовательность импульсов нагрузки разной амплитуды		
4	Короткая последовательность импульсов нагрузки с одинаковой амплитудой		
5	Длительная последовательность импульсов с одинаковой амплитудой		
6	Продолжительная нагрузка с последующим прямоугольным импульсом нагрузки		
7	Продолжительная нагрузка с последующими периодическими импульсами одинаковой амплитуды		

д) длительная последовательность импульсов с одинаковой амплитудой (табл. 4.1, п. 5):

$$\Delta T_{j(t_n)} = P_{tot} \left[R_{thja} \frac{\tau_v}{T} + \left(1 - \frac{\tau_v}{T} \right) Z_{th(\tau_v+T)} - Z_{th(T)} + Z_{th(\tau_v)} \right]; \quad (4.64)$$

е) продолжительная нагрузка с последующим прямоугольным импульсом (табл. 4.1, п. 6):

$$\Delta T_{j(t_1)} = P_{tot0} R_{thja} + (P_{tot1} - P_{tot0}) Z_{th(t_1-t_0)}; \quad (4.65)$$

ж) продолжительная нагрузка с последующими периодическими импульсами одинаковой амплитуды (табл. 4.1, п. 7):

$$\begin{aligned} \Delta T_{j(t_n)} = & P_{tot0} R_{thja} + P_{tot1} \left[\left(\frac{\tau_v}{T} - \frac{P_{tot0}}{P_{tot1}} \right) Z_{th(t_n-t_0)} + \right. \\ & \left. + \left(1 - \frac{\tau_v}{T} \right) Z_{th(\tau_v+T)} - Z_{th(T)} + Z_{th(\tau_v)} \right]. \end{aligned} \quad (4.66)$$

Если зависимость $P_{tot}(t)$ на расчетном интервале отличается от показанных в табл. 4.1 и имеет чрезмерно большое число ступеней, например, как показано на рис. 4.17, а, то расчет целесообразно проводить по зависимостям $P'_{tot}(t)$ и $P''_{tot}(t)$ упрощенной формы (рис. 4.17, б, в), эквивалентным по нагреву перехода фактической кривой: $P_{tot}(t)$.

При построении графических зависимостей $P'_{tot}(t)$ и $P''_{tot}(t)$ пять последних ступеней мощности зависимости $P_{tot}(t)$ на интервалах τ'_p и τ''_p сохраняют неизменными, а остальные ступени мощности усредняют на интервале их расположения.

Принятый способ замены фактической кривой мощности потерь эквивалентными кривыми исходит из характера изменения во времени переходного теплового сопротивления $Z_{th} t_{ja}$ серийно выпускаемых диодов и тиристоров и позволяет получить достаточно высокую точность расчета по формуле (4.50). Температуры перегрева структуры ΔT_j и $\Delta T_{j\chi\max}$ определяют в моменты окончания расчетных интервалов τ'_p зависимости $P'_{tot}(t)$, а температуры перегрева $\Delta T_{j\chi\min}$ — в моменты окончания расчетных интервалов τ''_p зависимости $P''_{tot}(t)$.

Температуру $\Delta T_{ji\kappa\lambda}$ от одиночного импульса тока, входящую в (4.44), определяют по формуле:

для диодов

$$\Delta T_{ji\kappa\lambda} = 2I_{F(AV)\kappa\lambda} U_{FM} Z_{th(10^{-2})}; \quad (4.67a)$$

для тиристоров

$$\Delta T_{ji\kappa\lambda} = 2I_{T(AV)\kappa\lambda} U_{TM} Z_{th(10^{-2})}, \quad (4.67b)$$

где $I_{F(AV)\kappa\lambda}$, $I_{T(AV)\kappa\lambda}$ — максимально допустимый средний ток в открытом состоянии выбранного диода и тиристора соот-

ветственно (классификационное значение при заданной температуре корпуса T_c); U_{FM} , U_{TM} — напряжение на СПП в открытом состоянии, соответствующее $2I_{F(AV)кл}$ или $2I_{T(AV)кл}$ по ВАХ выбранного СПП; $Z_{th(10^{-2})}$ — переходное тепловое сопротивление переход — корпус выбранного СПП, соответствующее $t = 10^{-2}$ с.

Для определения температуры перегрева ΔT_{ji} , входящей в формулу (4.44), строят зависимость мощности потерь в приборе на интервале протекания одного импульса тока последней ступени δ расчетного интервала τ'_p по формуле

$$P_{i\delta} = i_{A\delta} u_{A\delta}, \quad (4.68)$$

где $i_{A\delta}$ — мгновенное значение импульса анодного тока на ступени δ (рис. 4.23, а); $u_{A\delta}$ — анодное напряжение, соответствующее току $i_{A\delta}$ по ВАХ выбранного прибора.

Ток $i_{A\delta}$ находят по формуле

$$i_{A\delta} = i_{E\delta} / (m K_{Л.Т}), \quad (4.69)$$

где $i_{E\delta}$ — мгновенное значение импульса тока с амплитудой $I_{ЕМ1}$.

Заменяют фактический импульс мощности потерь $p_{i\delta}(t)$ эквивалентным ему по нагреву перехода импульсом мощности потерь $P'_{i\delta}(t)$ прямоугольной формы, имеющим амплитуду, равную амплитуде фактического импульса $P'_{i\delta\max} = P_{i\delta\max}$, и длительность (рис. 4.23, б)

$$t'_i = \frac{P_{i\delta(AV)}}{P_{i\delta\max}} t_i, \quad (4.70)$$

где $P_{i\delta(AV)}$ — среднее значение мощности $P_{i\delta}$ на интервале t_i .

Температуру ΔT_{ji} определяют по формуле

$$\Delta T_{ji} = P'_{i\delta\max} Z'_{(th) tjc}, \quad (4.71)$$

где $Z'_{(th) tjc}$ — переходное тепловое сопротивление переход — корпус выбранного СПП, соответствующее времени t'_i .

Если для выбранного СПП при принятых условиях охлаждения неравенства (4.41) и (4.42) выполняются и полученные в результате расчетов левые части близки или равны по величине правым, то

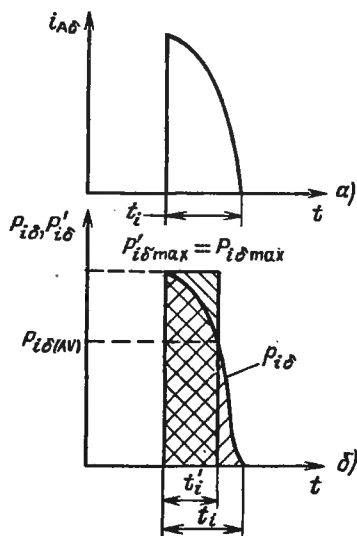


Рис. 4.23. К определению эквивалентной мощности потерь $P'_{i\delta\max}$ и ее длительности t'_i : а — зависимость импульса анодного тока $i_{A\delta}$ на ступени δ от времени; б — зависимости фактической мощности потерь $p_{i\delta}$ и эквивалентной ей по нагреву тиристора мощности потерь $P'_{i\delta}$ прямоугольной формы от времени

типы прибора, охладителя и скорость (расход) охлаждающей среды выбраны правильно.

Если левые части неравенств значительно меньше правых, то следует либо уменьшить скорость (расход) охлаждающей среды, либо выбрать другой тип охладителя из рекомендованных в информационных материалах, имеющий меньшую массу и габариты и большее переходное тепловое сопротивление, при этом следует проверить возможность конструктивного сочленения выбранного СПП с новым охладителем и снова провести проверку выполнения условий (4.41) и (4.42).

Если для выбранного прибора и условий охлаждения любое из неравенств (4.41) и (4.42) не выполняется, то увеличивают скорость (расход) охлаждающей среды, или выбирают к СПП другой охладитель из числа рекомендованных в информационном материале, имеющий по сравнению с первоначально выбранным охладителем меньшее переходное тепловое сопротивление, или выбирают тип СПП, имеющего ближайшее большее значение допустимого тока с рекомендованным для него охладителем при первоначально принятой скорости (расходе) охлаждающей среды. Затем снова проводят проверку выполнения условий (4.41) и (4.42). Окончательно выбранный вариант должен быть экономически обоснован.

Если при всех указанных мерах условия (4.41) и (4.42) не выполняются, то увеличивают число параллельно включенных СПП и снова проводят поверочный расчет.

4.4. ПРОВЕРКА СПП ПО АВАРИЙНОМУ ТОКУ

Условия, определяющие работу СПП в аварийном режиме. СПП, выбранный по току рабочего режима, должен быть проверен по аварийному току. Это связано с тем, что фактическая кратность аварийного тока ПУ (отношение амплитуды аварийного тока к амплитуде номинального тока ПУ) при питании от промышленной сети, как правило, больше 15, а допустимая кратность аварийного тока выпускаемых СПП (отношение ударного неповторяющегося тока к амплитуде классификационного тока СПП) меньше 10.

Способность СПП выдерживать аварийный ток определяется максимально допустимой температурой перехода $T_{js\max 1}$ на интервале протекания аварийного тока и максимально допустимой температурой перехода $T_{js\max 2}$ в момент, когда к СПП вслед за импульсом аварийного тока прикладывается обратное напряжение.

Температура $T_{js\max 1}$ лимитируется тем, что при более высокой температуре и большой плотности аварийного тока через переход температурный коэффициент сопротивления в отдельных областях полупроводниковой структуры СПП стано-

вится отрицательным. При этом прямой ток СПП начинает стягиваться в эти области, нарастая в них лавинообразно (шнурование прямого тока), что вызывает дальнейшее увеличение локального нагрева, возрастание плотности тока и, как следствие, разрушение структуры.

Допустимая температура $T_{js\max 2}$ лимитируется тем, что при более высокой температуре нарушается вентильное действие СПП, т. е. благодаря наличию областей в полупроводниковой структуре с повышенной температурой $T_{js} > T_{js\max 2}$ при приложении обратного напряжения к СПП обратный ток в этих областях начинает нарастать лавинообразно (шнурование обратного тока), вызывая увеличение потерь и локальный нагрев структуры, что приводит к ее пробое.

Температуры $T_{js\max 1}$ и $T_{js\max 2}$ в информационных материалах не задаются. Вместо них для каждого СПП указаны:

а) ударный неповторяющийся ток в открытом состоянии $I_{FSM}(I_{TSM})$ при одиночном импульсе синусоидальной формы с $t_i = 10$ мс, при предшествующей температуре $T_j = T_{j\max}$ и $T_j = 25^\circ \text{C}$, без последующего приложения обратного напряжения ($U_R = 0$) (рис. 4.24, а);

б) графическая зависимость амплитуды допустимого ударного неповторяющегося тока в открытом состоянии от длительности импульса тока при синусоидальной форме импульса, $t_i < 10$ мс, $T_j = T_{j\max}$ и 25°C , $U_R = 0$ (рис. 4.25);

в) графическая зависимость допустимой амплитуды ударного неповторяющегося тока в открытом состоянии от длительности аварийного режима при синусоидальной форме импульсов одинаковой амплитуды, $f = 50$ Гц, $T_j = T_{j\max}$ и 25°C , $U_R = 0,8U_{RRM}$.

По приведенным в информационных материалах данным по ударному неповторяющемуся току в открытом состоянии при одиночном импульсе синусоидальной формы для $t_i = 10$ мс и по графической зависимости этого тока при $t_i < 10$ мс для $T_j = T_{j\max}$ и 25°C может быть построена графическая зависимость защитного показателя СПП $\int i_s^2 dt$ от времени. Для некоторых подвидов приборов значение $\int i_s^2 dt$ для $t_i = 10$ мс и его зависимость от времени задаются.

Протекание через СПП аварийного тока со значением, равным или близким к максимально допустимому, возможно лишь ограниченное число раз за срок службы, поскольку при каждом протекании аварийного тока имеет место определенная деградация его полупроводниковой структуры. Поэтому недопустим режим, когда рабочий ток может достигать значений, равных или близких предельно допустимому току СПП в аварийном режиме.

Проверка СПП при синусоидальной форме импульса аварийного тока. Если фактический аварийный ток через

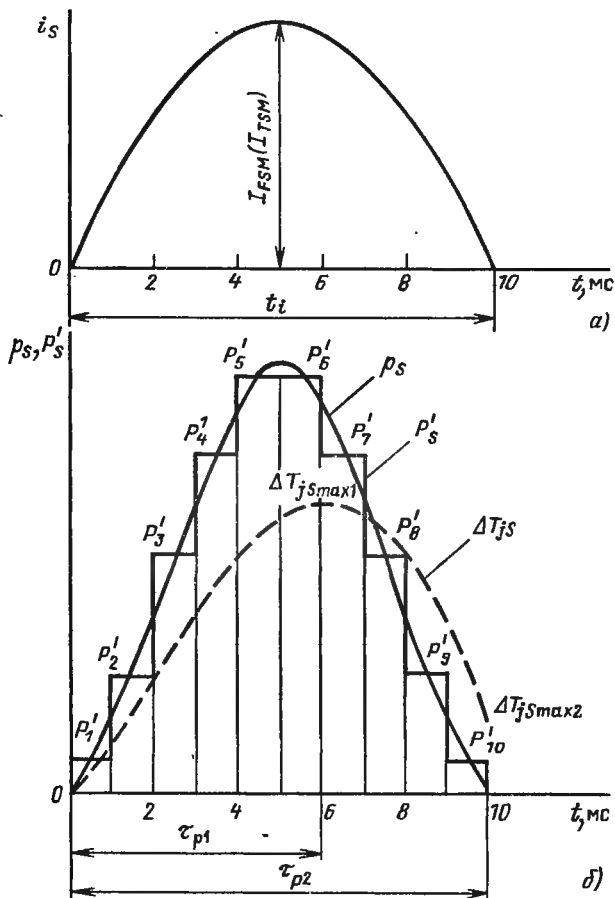


Рис. 4.24. К определению температуры перегрева ΔT_{jsmax1} и ΔT_{jsmax2} при синусоидальной форме импульса аварийного тока:
 а—зависимость аварийного тока i_s от времени; б—зависимость фактической мощности потерь p_s и эквивалентной ей по нагреву тиристора мощности потерь P'_s ступенчатой формы от времени на расчетных интервалах τ_{p1} и τ_{p2} , а также зависимость температуры структуры T_{js} в аварийном режиме от времени

эквивалентный вентиль имеет синусоидальную форму, то возможны два варианта проверки СПП.

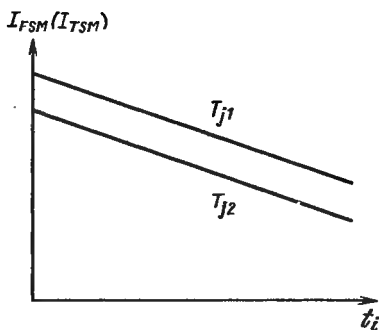
Вариант 1. Через эквивалентный вентиль проходит одиночный импульс аварийного тока синусоидальной формы с амплитудой I_{SME} и длительностью $t_i \leq 10$ мс при $U_R = 0$.

В этом случае амплитуда аварийного тока СПП

$$I_{SM} = I_{SME} / (mK_{д.т}). \quad (4.72)$$

Полученное значение тока I_{SM} сопоставляют с ударным неповторяющимся током, заданным в информационном ма-

Рис. 4.25. Зависимость допустимой амплитуды ударного неповторяющегося тока $I_{FSM}(I_{TSM})$ от длительности t_i и начальной температуры T_j ($T_{j1} < T_{j2}$)



териале для выбранного СПП при одиночном импульсе, длительностью, равной фактической длительности аварийного тока $T_j = T_{j\max}$ и $U_R = 0$.

Прибор способен выдерживать аварийный ток, если выполняется условие:

для диода

$$I_{SM} \leq \psi_{IS} I_{FSM}; \quad (4.73a)$$

для тиристора

$$I_{SM} \leq \psi_{IS} I_{TSM}. \quad (4.73b)$$

Вариант 2. Через эквивалентный вентиль проходят один или несколько импульсов аварийного тока синусоидальной формы с одинаковой амплитудой, $t_i = 10$ мс, $f = 50$ Гц и вслед за каждым импульсом тока к СПП прикладывается обратное напряжение $U_R \leq 0,8 U_{RRM}$.

В этом случае амплитуду тока I_{SM} определяют по формуле (4.72) и сопоставляют с амплитудой допустимого ударного тока, определяемой по графической зависимости $I_{FSM}(t) [I_{TSM}(t)]$, заданной в информационном материале для выбранного СПП при одинаковом с фактическим аварийным током числе импульсов и при предшествовавшей температуре $T_j = T_{j\max}$.

Силовой полупроводниковый прибор выбран правильно и способен выдерживать аварийный ток, если выполняется условие (4.73).

Проверка СПП при несинусоидальной форме аварийного тока. Если импульсы аварийного тока через СПП имеют несинусоидальную форму, то возможны два варианта проверки СПП.

Вариант 1. Через эквивалентный вентиль протекает одиночный импульс аварийного тока, ограниченный действием предохранителя по амплитуде и по времени, причем $t_i \leq 10$ мс.

В этом случае определяют допустимое значение защитного показателя выбранного прибора при фактической длительности импульса аварийного тока $(I_S^2 t)_{\text{доп}}$ и сопоставляют его

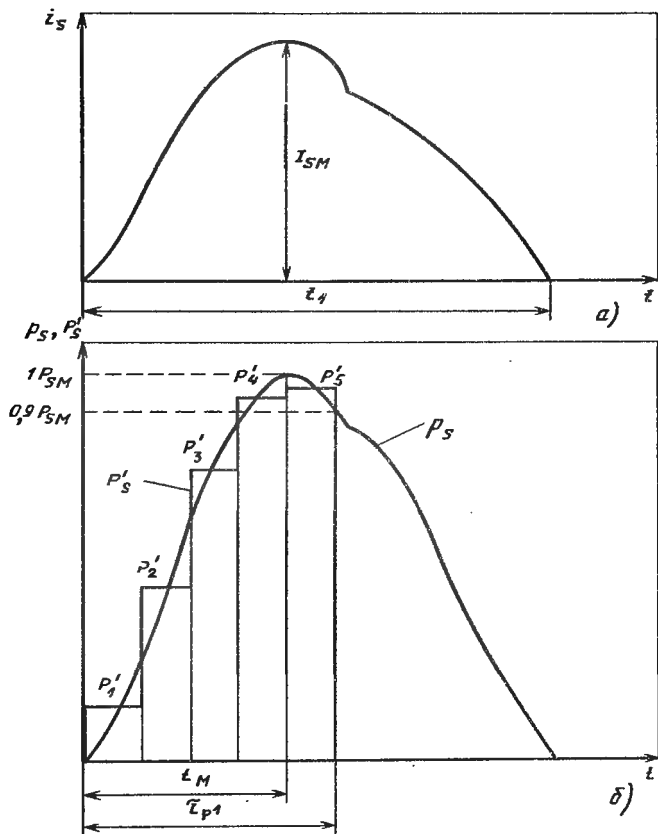


Рис. 4.26. К определению температуры перегрева ΔT_{js} при несинусоидальной форме аварийного тока:

a —зависимость аварийного тока i_s от времени; b —зависимость фактической мощности потерь p_s и эквивалентной ей по нагреву тиристора мощности потерь p'_s ступенчатой формы на расчетном интервале t_{p1}

с верхним значением полного дежоулева интеграла отключения $W_{откл}$ выбранного предохранителя при расчетном значении ожидаемого аварийного тока в месте включения эквивалентного вентиля.

Вариант 2. Через эквивалентный вентиль протекают один или несколько импульсов аварийного тока (рис. 4.26, a и 4.27, a), имеющих несинусоидальную форму, но не ограниченных действием плавкого предохранителя. В этом случае проверку прибора проводят по температуре перегрева перехода аварийным током.

Температуру перегрева перехода рассчитывают при фактическом аварийном токе и соответствующем ему допустимом для выбранного СПП аварийном токе.

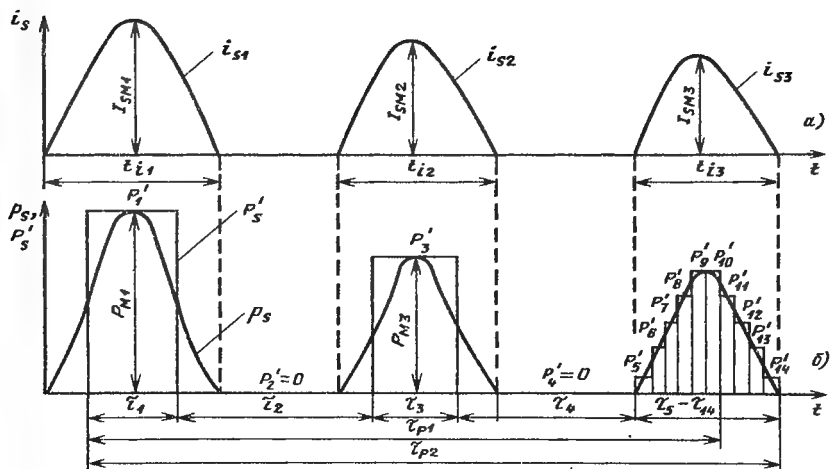


Рис. 4.27. К определению температуры перегрева $\Delta T'_{js2}$ при трех импульсах аварийного тока:

a—зависимость аварийного тока i_s от времени; *б*—зависимость фактической мощности потерь p_s и эквивалентной ей по нагреву тиристора мощности потерь P'_s ступенчатой формы на расчетном интервале τ_{p1} и τ_{p2}

Если частота $f=50$ Гц, длительность импульса аварийного тока $t_i \geq 10$ мс, то за допустимый аварийный ток при расчете температуры принимают ударный неповторяющийся ток одиночного импульса данного прибора по информационному материалу при $t_i=10$ мс, $T_j=T_{j\max}$ и $U_R=0$ или $U_R \neq 0$ в соответствии с характером фактического аварийного режима.

Если частота $f > 50$ Гц, а длительность импульса аварийного тока $t_i < 10$ мс, то за допустимый аварийный ток принимают ударный неповторяющийся ток одиночного импульса данного СПП по информационному материалу при $t_i=1/2f$, $T_j=T_{j\max}$ и при $U_R=0$ или $U_R \neq 0$ в соответствии с характером фактического аварийного режима.

Силовой полупроводниковый прибор удовлетворяет условиям аварийного режима, т. е. сохраняет работоспособность после прохождения аварийного тока, если при $U_R=0$ выполняется условие

$$\Delta T_{js1} \leq \psi_{TS} \Delta T_{js\max 1}, \quad (4.74)$$

а при $U_R \neq 0$, кроме того, выполняется условие

$$\Delta T_{js2} \leq \psi_{TS} \Delta T_{js\max 2}. \quad (4.75)$$

Здесь ΔT_{js1} и ΔT_{js2} —наибольшая температура перегрева на интервале t_i протекания фактического аварийного тока и температура перегрева перехода в момент приложения обратного напряжения вслед за импульсом аварийного тока.

Температуры перегрева ΔT_{js2} и $\Delta T_{js\max 2}$ можно представить с достаточной точностью следующим образом:

$$\Delta T_{js2} = \Delta T'_{js2} + \Delta T''_{js2}; \quad (4.76)$$

$$\Delta T_{js\max 2} = \Delta T'_{js\max 2} + \Delta T''_{js\max 2}, \quad (4.77)$$

где $\Delta T'_{js2}$, $\Delta T'_{js\max 2}$ — температуры перегрева перехода в момент окончания импульса фактического и допустимого прямого аварийного токов через СПП; $\Delta T''_{js2}$, $\Delta T''_{js\max 2}$ — температуры перегрева перехода в момент приложения к СПП обратного напряжения, определяемые мощностью потерь от обратного тока СПП, протекающего вслед за фактическим и допустимым аварийным токами.

Расчеты показывают, что при принятом методе выбора допустимого аварийного тока, соответствующего фактическому, когда выполняется неравенство

$$\Delta T_{js2} < \Delta T_{js\max 2}, \quad (4.78)$$

имеют место следующие соотношения:

$$\Delta T'_{js2} < \Delta T'_{js\max 2}; \quad (4.79)$$

$$\Delta T''_{js2} < \Delta T''_{js\max 2}. \quad (4.80)$$

Поэтому для упрощения расчетов выражение (4.75) можно заменить выражением

$$\Delta T'_{js2} \leq \psi_{TS} \Delta T'_{js\max 2}. \quad (4.81)$$

Расчеты ΔT_{js1} , $\Delta T_{js\max 1}$, $\Delta T'_{js2}$ и $\Delta T'_{js\max 2}$ проводят графоаналитическим методом так, как показано в § 4.3. Для этого строят зависимости от времени мощности потерь в приборе $p_S(t)$ для импульсов фактического аварийного тока (рис. 4.26, б и 4.27, б) и допустимого аварийного тока (рис. 4.24, б), соответствующего фактическому, по формуле

$$p_S = u_A i_S, \quad (4.82)$$

где i_S — фактический или допустимый аварийный ток через СПП (мгновенное значение); u_A — напряжение на СПП, соответствующее току i_A по ВАХ выбранного СПП, заданной в информационном материале при $T_j = T_{j\max}$.

Для фактического аварийного тока

$$i_S = i_{SE} / m K_{д.т}. \quad (4.83)$$

Если амплитуда фактического или допустимого аварийного тока больше тока, для которого в информационном материале задана ВАХ выбранного СПП, то u_A находят по формуле

$$u_A = U_{T0} + i_S r_T, \quad (4.84)$$

где U_{T0} и r_T — пороговое напряжение и динамическое сопротивление выбранного СПП при $T_j = T_{j\max}$.

Учитывая, что допустимый аварийный ток СПП $I_{FSM}(I_{TSM})$ имеет синусоидальную форму и угол проводимости $\beta = 180$ эл. град, графическую зависимость $p_S(t)$ можно строить как по формуле (4.82), так и по формуле:

для диода

$$p_S(t) = U_{T0} I_{FSM} \sin [\beta(t/t_i)] + r_T I_{FSM}^2 \sin^2 [\beta(t/t_i)]; \quad (4.85a)$$

для тиристора

$$p_S(t) = U_{T0} I_{TSM} \sin [\beta(t/t_i)] + r_T I_{TSM}^2 \sin^2 [\beta(t/t_i)]. \quad (4.85b)$$

Графическую зависимость $p_S(t)$ заменяют эквивалентной ей по нагреву зависимостью $P'_S(t)$ ступенчатой формы. Для этого вначале определяют длительность расчетных интервалов τ_{p1} для расчета ΔT_{js1} и $\Delta T_{js\max 1}$ и τ_{p2} для расчета ΔT_{js2}^1 и $\Delta T_{js\max 2}^1$, находят расположение их относительно зависимости $p_S(t)$ и определяют длительность ступеней мощности τ_v в пределах каждого расчетного интервала.

Если через СПП проходит один импульс аварийного тока с $t_i = 10^{-2}$ с, то принимают $\tau_{p1} = 6 \cdot 10^{-3}$ с, $\tau_{p2} = \tau_i$ и $\tau_v = 10^{-3}$ с. Начало интервалов совмещают с началом кривой $p_S(t)$ (см. рис. 4.24, б).

Если через СПП проходит один импульс аварийного тока с $t_i > 10^{-2}$ с, то принимают τ_{p1} равным отрезку времени от начала аварийного тока до момента, когда значение p_S зависимости $p_S(t)$ на спадающей ее части составит $0,9P_{SM}$ (см. рис. 4.26, б), $\tau_{p2} = \tau_i$ и $\tau_v = 10^{-3}$ с. Начало интервалов τ_{p1} и τ_{p2} совмещают с началом кривой $p_S(t)$. Разделение интервалов τ_{p1} и τ_{p2} на ступени производят, начиная от их конца в сторону опережения времени. При этом если длительность ступени в начале интервала получится меньше 10^{-3} с, то ее следует объединить с предшествующей ступенью.

Если через СПП проходит один импульс аварийного тока с $t_i < 10^{-2}$ с, то длительность и расположение расчетных интервалов τ_{p1} и τ_{p2} выбирают так же, как и в случае, когда $t_i > 10^{-2}$ с. Длительность ступеней τ_v принимают равной отрезку времени по оси абсцисс зависимости $p_S(t)$ от момента, когда $p_S = P_{SM}$, до момента, когда $p_S = 0,9P_{SM}$ на спадающей части этой зависимости. Разделение интервалов τ_{p1} и τ_{p2} на ступени производят так же, как и в случае, когда $t_i > 10^{-2}$ с.

Если через СПП проходят два и большее число импульсов аварийного тока (см. рис. 4.2, а), то температуру перегрева определяют последовательно для одного, двух, трех и т. д. импульсов тока до тех пор, пока не будут найдены наибольшие возможные температуры перегрева, которые затем подставляют в формулы (4.74) и (4.81).

Для замены такой зависимости $p_s(t)$ на эквивалентную зависимость ступенчатой формы заменяют импульс мощности потерь, в пределах которого рассчитывают температуру перегрева, эквивалентным импульсом ступенчатой формы так, как это рекомендовано в случае, когда $t_i < 10^{-2}$ с или $t_i > 10^{-2}$ с в зависимости от фактической длительности импульса; затем заменяют каждый из предшествующих импульсов эквивалентным импульсом прямоугольной формы, причем амплитуду прямоугольного эквивалентного импульса P'_{Mv} принимают равной амплитуде заменяемого импульса P_{Mv} (рис. 4.27, б), а длительность эквивалентного импульса определяют по формуле

$$\tau_v = \frac{P_{AVv}}{P'_{Mv}} t_{iv}, \quad (4.86)$$

где t_{iv} — длительность заменяемого импульса мощности потерь (t_{i1} и t_{i2} на рис. 4.27, б); P_{AVv} — среднее значение заменяемого импульса мощности при интервале усреднения, равном t_{iv} .

Располагают эквивалентные прямоугольные импульсы мощности относительно соответствующих фактических импульсов так, чтобы середины интервалов τ_v и t_{iv} совпадали.

Расчетные интервалы τ_{p1} и τ_{p2} относительно зависимости $p_s(t)$ располагают так, чтобы начало их совпадало с началом первой ступени кривой $P'_s(t)$, а конец совпадал с окончанием последней ступени (рис. 4.27, б).

Температуры перегрева структуры ΔT_{js1} , $\Delta T_{js\max 1}$, $\Delta T'_{js\max 2}$ и $\Delta T'_{js2}$ определяют в конце последней ступени $v = \delta$ соответствующего расчетного интервала по формуле (4.50), и при этом $\Delta T_{j(\delta_k)}$ соответствует искомой температуре перегрева, а P_{totv} — мощности потерь ступеней зависимости $P'_s(t)$.

Если значения $Z_{th(\delta_k - v_n)}$ и $Z_{th(\delta_k - v_k)}$, входящие в формулу (4.50), близки друг к другу, то для повышения точности расчета целесообразно пользоваться формулой

$$\Delta T_{j(\delta_k)} = \sum_{v=1}^{\delta} (P_{totv} - P_{tot(v-1)}) Z_{th(\delta_k - v_n)}, \quad (4.87)$$

где $P_{tot(v-1)}$ — средняя мощность потерь ступени $(v-1)$, предшествующей ступени v .

Значения переходных тепловых сопротивлений $Z_{th(\delta_k - v_n)}$ и $Z_{th(\delta_k - v_k)}$ указываются в информационных материалах для отрезков времени не менее 10^{-3} с. При расчете аварийных режимов требуемый интервал времени может оказаться меньше 10^{-3} с. В этом случае для интервала времени от 10^{-3} до 10^{-5} с и при условии, что структура СПП включена на этом интервале полностью, переходное тепловое сопротивление может быть определено по формуле (4.9).

Если в результате расчетов получим, что условие (4.73), (4.74) или (4.81) не выполняется, то следует выбрать прибор с ближайшим большим классификационным значением ударного аварийного тока, либо ограничить аварийный ток введением в схему токоограничивающих реакторов с достаточной индуктивностью, либо провести одновременно оба указанных мероприятия и повторить расчет. Окончательный вариант должен быть экономически обоснован.

4.5. ВЫБОР КОММУТАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СПЛ

Время включения. К коммутационным параметрам тиристора относят время включения и выключения, критическую скорость нарастания тока при включении, критическую скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии [4.2].

К коммутационному параметру диода относят время восстановления запирающей способности в обратном направлении (время обратного восстановления).

Под переходным процессом включения понимают процесс перехода тиристора из закрытого состояния с низкой проводимостью в открытое состояние с высокой проводимостью.

Включение тиристора может происходить разными способами, однако для рассматриваемых тиристорov приемлемым является способ включения под воздействием импульса тока управляющего электрода.

Время включения по управляющему электроду t_{gr} измеряют от момента, когда импульс управления достигает 10% своего наибольшего значения, до момента, когда анодное напряжение тиристора понижается до 10% начального значения (рис. 4.28).

Время включения устанавливается при активной нагрузке в цепи тиристора. При индуктивном характере нагрузки, как видно из рис. 4.28, анодное напряжение спадает быстрее, а анодный ток возрастает медленнее, т. е. время включения тиристора меньше, чем при активной нагрузке.

Время включения по управляющему электроду разделяют на время задержки t_{gd} и время нарастания t_{gr} .

Под задержкой понимают начальный этап переходного процесса включения тиристора, охватывающий промежуток от момента, когда импульс управления достигает 10% своего наибольшего значения, до момента, когда анодное напряжение понижается до 90% начального значения.

Время нарастания t_{gr} определяют как интервал времени между моментом, когда напряжение тиристора понижается до 90% своего начального значения, и моментом, когда оно достигает 10% начального значения. При активной нагрузке время t_{gr} соответствует увеличению тока тиристора от 10 до 90% установившегося значения.

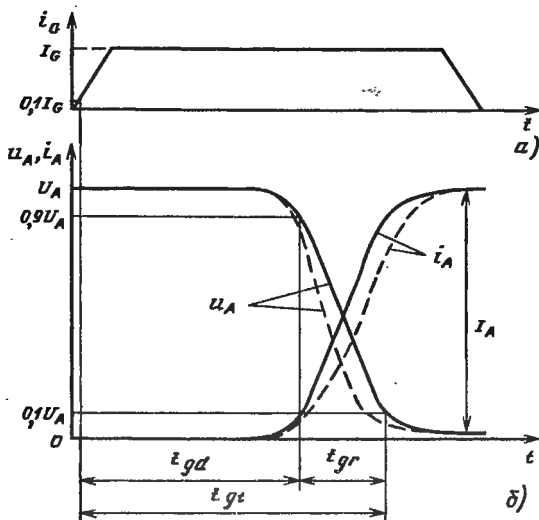


Рис. 4.28. К определению времени включения t_{gt} тиристора:
 а—зависимость тока i_g импульса управления от времени; б—процесс включения тиристора: U_A, I_A —анодные прямые напряжение и ток; u_A, i_A —анодные ток и напряжение на интервале включения тиристора; t_{gt} —время включения; t_{gd} —время задержки; t_{gr} —время нарастания; ———— активная нагрузка; - - - - индуктивная нагрузка

Таблица 4.2. Группы тиристоров по значению времени включения

Группа	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Время включения, мкс, не более	Не нормируется	4	3,2	2,5	2	1,6	1,2	1	0,63	0,4

Тиристоры подразделяют на группы по значению времени включения (табл. 4.2).

При выборе тиристора принимают его группу по времени включения, соответствующую времени включения, указанному для данного тиристора в информационном материале.

В информационных материалах, как правило, указывается максимальное значение времени включения при оговоренных условиях. При этом следует иметь в виду, что фактическое время включения разных тиристоров одного и того же типа при одних и тех же условиях неодинаково. Разброс фактических значений времени включения при параллельном соединении тиристоров может приводить к значительным перегрузкам отдельных приборов по току, а при последовательном соединении—к перегрузкам по напряжению.

Разброс времени включения можно уменьшить, если управлять тиристорами импульсами тока с амплитудой и скоростью нарастания, при которых t_{gt} имеет минимальное значение

(рис. 4.29). Из практики известно, что амплитуда импульсов тока управления должна быть не менее 1 А, а скорость нарастания тока на фронте — не менее 1 А/мкс.

Время выключения. Выключение тиристора представляет собой процесс перехода из открытого состояния с высокой проводимостью в закрытое состояние с низкой проводимостью.

Выключение рассматриваемых тиристоров производят путем смены полярности напряжения на обратную в основной цепи (выключение по основной цепи).

В ряде схем ПУ (например, инверторов, импульсных модуляторов, преобразователей частоты) требуется, чтобы через относительно небольшой промежуток времени после прекращения прямого тока тиристор мог выдерживать прикладываемое к нему в закрытом состоянии прямое напряжение, имеющее определенную скорость нарастания.

Время выключения t_q , указываемое в информационных материалах, соответствует наибольшему интервалу времени между моментом t_1 (рис. 4.30), когда анодный ток i_A после смены полярности напряжения основной цепи на обратную понизится до нуля, и моментом t_2 , когда к тиристор в закрытом состоянии может быть приложено прямое напряжение с определенной скоростью нарастания du_D/dt без его переключения.

Из рис. 4.30 видно, что когда тиристор переводится в закрытое состояние под действием обратного напряжения, то в течение времени t_s после перехода тока i_A через нуль через тиристор протекает обратный ток, возрастающий до I_{RRM} , значительно превышающий статический обратный ток прибора I_R . В течение этого времени тиристор не способен воспринимать обратное напряжение. Затем на интервале t_f обратный ток падает до значения, близкого к значению статического обратного тока.

Время обратного восстановления

$$t_{rr} = t_s + t_f, \quad (4.88)$$

где t_s , t_f — время запаздывания обратного напряжения и спада обратного тока.

Время спада обратного тока t_f отсчитывают от момента, когда обратный ток достигает наибольшего значения I_{RRM} , до момента, когда, спадая, он достигает заданного значения, или когда экстраполированный обратный ток достигает нулевого значения.

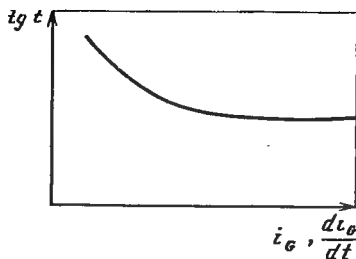


Рис. 4.29. Зависимость времени включения тиристора t_{gr} от амплитуды тока управления I_G и от скорости его нарастания di_G/dt

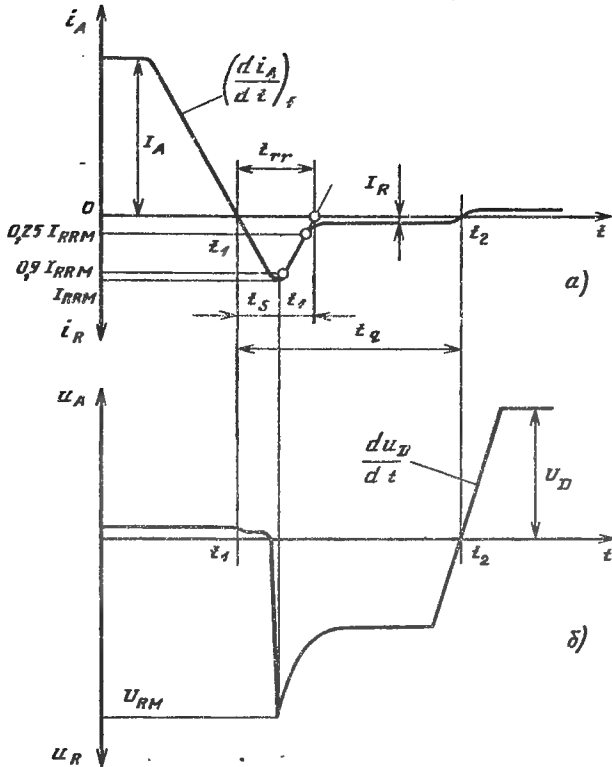


Рис. 4.30. К определению времени выключения t_q :

a —зависимость анодного тока i_A от времени: I_A —прямой ток тиристора в момент времени, предшествующий выключению; $(di_A/dt)_f$ —скорость изменения анодного тока при выключении; I_{RRM} —повторяющийся импульсный обратный ток; I_R —установившийся обратный ток; t_r —время обратного восстановления; t_s —время запаздывания обратного импульсного напряжения в обратном направлении; U_A —повторяющееся импульсное напряжение в обратном направлении; U_D —напряжение в закрытом состоянии; du_D/dt —скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии

Время выключения указывается в информационных материалах для быстродействующих тиристоров. Для низкочастотных тиристоров значение t_q при необходимости может быть получено от завода-изготовителя.

Тиристоры подразделяют на группы по значению времени выключения (табл. 4.3).

Таблица 4.3. Группы тиристоров по значению времени выключения

Группа	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Время выключения, мкс, не более	Не нормируется	63	50	40	32	25	20	16	12,5	8

В информационных материалах указывают несколько значений t_q и соответствующие им группы, которые имеют тиристоры данного типа.

Значение t_q зависит от температуры перехода, значения и длительности анодного тока, предшествующего моменту коммутации, скорости спада коммутируемого тока, значения обратного (коммутирующего) напряжения, скорости нарастания и длительности приложения прямого напряжения и от сопротивления источника питания.

В информационных материалах приводят указанные зависимости, из которых можно видеть, что время выключения увеличивается с ростом анодного тока, предшествующего коммутации, скорости его спада при коммутации, температуры перехода, амплитуды прямого напряжения по окончании коммутации и скорости нарастания прямого напряжения. С ростом обратного напряжения время выключения уменьшается.

При выборе группы тиристора по времени выключения должно выполняться условие

$$t_{qc} > t'_q, \quad (4.89)$$

где t_{qc} — минимальное время, предоставляемое в ПУ для выключения тиристора (время, в течение которого в схеме к тиристорам прикладывается обратное напряжение); t'_q — время выключения тиристора, соответствующее условиям и режиму работы ПУ, при которых время выключения имеет наибольшее значение.

Определение t'_q производят по зависимостям, приводимым в информационных материалах, t_{qc} определяют при расчете силовой схемы ПУ.

Критическая скорость нарастания тока при включении. Ограниченная способность тиристора выдерживать нарастание тока при включении связана с тем, что при подаче управляющего импульса включение происходит не одновременно по всей площади структуры, а вначале включается часть структуры вблизи границы управляющего электрода. Процесс распространения проводящей зоны, начавшийся вблизи управляющего электрода, идет со скоростью 0,03—0,1 мм/мкс. При этом происходит локальный нагрев области первоначального включения, что при превышении определенной скорости нарастания тока di_A/dt может привести к выходу тиристора из строя.

На рис. 4.31, а показан процесс изменения анодного тока i_A и напряжения u_A тиристора на интервале включения. Если ток i_A увеличивается существенно быстрее, чем растет площадь S включающейся области структуры (рис. 4.31, б), то плотность тока j во включающейся части структуры резко возрастает (рис. 4.31, в) и может достичь единиц и десятков тысяч ампер на квадратный сантиметр. Максимальное значение мощности

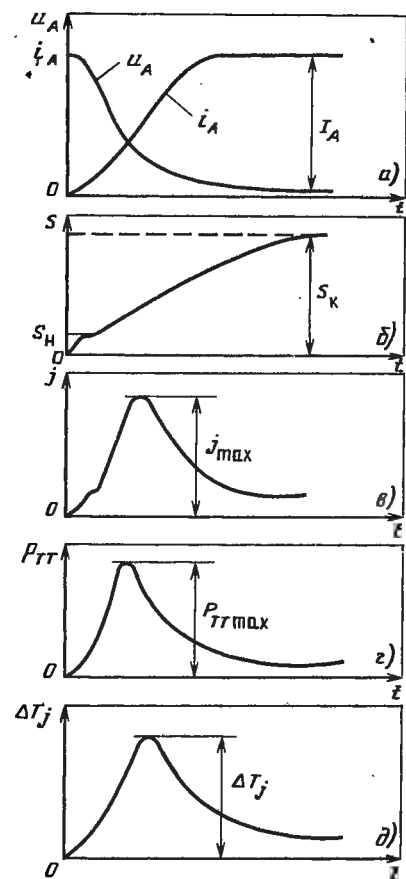


Рис. 4.31. К пояснению эффекта di_A/dt : a — зависимость анодных напряжения u_A и тока i_A от времени при отпирании тиристора; b — зависимость площади S включаемой области структуры от времени; c — зависимость плотности тока j во включенной части структуры от времени; d — зависимость мощности потерь P_{TT} в структуре от времени; e — зависимость повышения температуры структуры ΔT_j от времени на интервале включения

потерь $P_{TT\max}$ достигает при этом десятков киловатт (рис. 4.31, e), а максимальное значение температуры T_j нагрева начальной включенной области может превышать исходное значение на сотни градусов (рис. 4.31, e).

Повреждение тиристора при высоких скоростях нарастания тока может быть по двум причинам.

Во-первых, при чрезмерной температуре нагрева начальной включенной области структуры (свыше 500°C) температурная зависимость сопротивления в этой области становится отрицательной и возможно стягивание (шнурование) анодного тока. При этом на небольшой части начально

включенной структуры выделяется значительная мощность. Это приводит к дальнейшему локальному нагреву начально включенной области и т. д. В пределе температура начально включенной области тиристора достигает температуры плавления кремния, и тиристор выходит из строя.

Во-вторых, резкое повышение температуры начально включенной области тиристора приводит к возникновению механических напряжений из-за линейного расширения этой области. Механические напряжения могут достигать таких значений, что структура начнет разрушаться (появляются микротрещины).

Такое явление наблюдается и при скоростях нарастания тока, меньших тех, которые обуславливают повреждение СПП в первом случае.

При многократном включении с возникновением микротрещин структура постепенно деградирует, и тиристор в конце концов выходит из строя.

Из-за эффекта di_A/dt скорость нарастания тока в тиристорах ограничивается некоторым допустимым значением, которое для разных типов тиристорov различно.

Допустимая (критическая) для каждого типа тиристора скорость нарастания тока $(di_T/dt)_{crit}$ задается в информационных материалах и соответствует температуре $T_j = T_{jmax}$, определенному значению анодного напряжения при включении тиристора, определенному значению анодного тока и определенным параметрам импульсов управления.

Критическая скорость нарастания тока при включении $(di_T/dt)_{crit}$ определяется как наибольшее значение скорости нарастания тока при включении, которое тиристор может выдерживать без повреждения при работе в оговоренных условиях.

В информационных материалах для каждого типа тиристора указывается одно из следующих гарантируемых значений $(di_T/dt)_{crit}$: 6,3; 8; 10; 12,5; 16; 20; 25; 32; 40; 50; 63; 80; 100; 125; 160; 200; 250; 320; 400; 500; 630; 800; 1000; 1250 и 1600 А/мкс.

При выборе тиристора должно выполняться условие

$$(di_T/dt)'_{crit} \geq (di_A/dt)_{max}, \quad (4.90)$$

где $(di_T/dt)'_{crit}$ — критическая скорость нарастания тока при включении, определяемая по информационным материалам для условий работы тиристора в ПУ, при которых она имеет наименьшее значение; $(di_A/dt)_{max}$ — наибольшее возможное значение скорости нарастания тока в схеме ПУ в месте включения тиристора.

Следует иметь в виду, что значения параметров управляющего импульса должны быть не меньше тех, при которых в информационных материалах задано $(di_T/dt)_{crit}$.

Если условие (4.90) не выполняется, то значение $(di_A/dt)_{max}$ следует ограничить за счет увеличения индуктивности внешнего контура (см. гл. 5).

Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии СПП. При определенной скорости нарастания анодного напряжения du_D/dt может происходить переключение тиристора из закрытого состояния в открытое при отсутствии управляющего импульса.

Возможность переключения тиристора из закрытого состояния в открытое при приложении прямого напряжения с большой скоростью нарастания без подачи управляющего сигнала, т. е. переключение по аноду, связано с тем, что через СПП начинает протекать емкостный ток [4.2], действие которого эквивалентно действию отпирающего тока управляющего электрода.

В этом случае емкостный ток может быть найден по формуле

$$i_c \approx C_j \frac{du_D}{dt}, \quad (4.91)$$

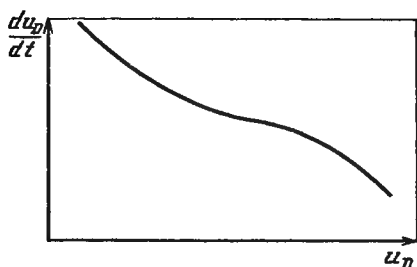


Рис. 4.32. Зависимость допустимой скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии du_D/dt от прикладываемого напряжения u_D при $U_{D0} = \text{const}$. Масштаб по оси ординат логарифмический

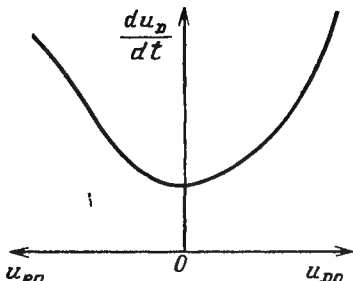


Рис. 4.33. Зависимость допустимой скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии du_D/dt от начального напряжения $U_{D0} (U_{R0})$

где C_j — емкость центрального p - n перехода тиристора.

Из формулы (4.91) видно, что ток i_c возрастает с увеличением скорости нарастания напряжения.

С ростом амплитуды прикладываемого анодного напряжения при определенном начальном напряжении уменьшается скорость нарастания анодного напряжения, которое способен выдерживать тиристор без переключения (рис. 4.32).

Наименьшее значение du_D/dt , при котором не происходит переключение тиристора, имеет место при начальном напряжении U_{D0} , равном нулю (рис. 4.33). С увеличением начального напряжения уменьшается емкость C_j в момент приложения напряжения и возрастает допустимое значение du_D/dt .

Наибольшая скорость нарастания напряжения, при которой в определенных условиях, оговоренных в информационном материале, не происходит переключение тиристора из закрытого состояния в открытое, называется критической скоростью нарастания напряжения в закрытом состоянии $(du_D/dt)_{\text{crit}}$.

Значение $(du_D/dt)_{\text{crit}}$ задано в информационных материалах при $T_j = T_{j\text{max}}$, $U_D = 0,67 U_{\text{DRM}}$, трапецеидальной форме напряжения U_D , начальном значении U_D , равном нулю, и при определенной длительности прикладываемого напряжения.

Тиристоры подразделяются на группы по значению $(du_D/dt)_{\text{crit}}$ (табл. 4.4).

В информационных материалах для каждого типа тиристора указываются несколько значений $(du_D/dt)_{\text{crit}}$ и соответствующие этим значениям группы.

При выборе группы тиристора по $(du_D/dt)_{\text{crit}}$ должно выполняться условие

$$(du_D/dt)'_{\text{crit}} \geq (du_D/dt)_{\text{max}}, \quad (4.92)$$

Таблица 4.4. Группы тиристоров по значению $(du_D/dt)_{crit}$

Группа	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии, В/мкс, не менее	Не нормируется	20	50	100	200	320	500	1000	1600	2500

где $(du_D/dt)_{crit}$ — критическая скорость нарастания напряжения, определенная по информационным материалам для условий работы тиристора в схеме ПУ, при которых она имеет наименьшее значение; $(du_D/dt)_{max}$ — максимально возможная скорость нарастания напряжения в схеме ПУ.

Значение $(du_D/dt)_{max}$ определяют с учетом наличия устройств ограничения перенапряжений (см. гл. 5).

Время обратного восстановления. Диоды не способны блокировать прямое анодное напряжение, и для них коммутационным параметром является только время обратного восстановления t_{rr} , определяемое по формуле (4.88) так же, как и для тиристоров.

Диоды делятся на группы по времени обратного восстановления (табл. 4.5).

В информационных материалах для каждого типа диода указывается одно или несколько максимальных значений t_{rr} .

Значение t_{rr} зависит от температуры перехода T_j , амплитуды тока, предшествующего коммутации, формы тока, скорости спада тока при коммутации и от обратного напряжения на интервале коммутации. Указанные зависимости для t_{rr} приведены для каждого типа СПП в информационном материале.

В расчетах следует учитывать фактическое значение времени обратного восстановления, которое соответствует таким условиям применения диода в схеме ПУ, при которых значение t_{rr} наибольшее.

Время обратного восстановления диода определяет уровень коммутационных потерь в СПП и требуемые параметры устройства ограничения напряжений.

Таблица 4.5. Группы диодов по времени обратного восстановления

Группа	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Время обратного восстановления, мкс, не более	Не нормируется	5,0	4,0	3,2	2,5	2,0	1,6	1,0	0,63	0,4

Значения параметров и соответствующие им группы для тиристоров даны в § 4.5 по ГОСТ 20859.1—79 СТ СЭВ 1135—78 «Приборы полупроводниковые силовые единой унифицированной серии. Общие технические условия».

4.6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ УПРАВЛЯЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ И СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРОМ

Вольт-амперная характеристика управляющего электрода тиристора. Для перевода тиристора из закрытого состояния в открытое на его управляющий электрод следует подать управляющий импульс тока определенных уровня, формы и длительности и при этом не должна быть превышена допустимая мощность потерь на управляющем электроде.

Для расчета параметров управляющих импульсов и схемы управления используют следующие данные: семейство вольт-амперных характеристик управляющего электрода ($ВАХУ$), наибольшие значения неотпирающего тока I_{GD} и неотпирающего напряжения U_{GD} , минимальные значения отпирающих тока I_{GT} и напряжения U_{GT} , максимально допустимые значения прямого тока управляющего электрода $I_{FGM\max}$ и импульсного прямого напряжения $U_{FGM\max}$, максимально допустимая средняя мощность потерь P_G на управляющем электроде, графическая зависимость (типичная) минимального отпирающего тока I_{GT} от длительности импульсов управления t_G и максимально допустимые значения импульсной мощности потерь на управляющем электроде P_{GM} при различной длительности t_G и скважности K_G импульсов трапецеидальной формы.

Указанные параметры и характеристики заданы в информационных материалах при определенных классификационных условиях.

Статистическая $ВАХУ$ тиристора 1 показана на рис. 4.34. Характер $ВАХУ$ тиристора определяет вольт-амперная характеристика диода, образованного управляющей p -базой и катодным n -эмиттером тиристора. Для сравнения на рис. 4.34 показана $ВАХ$ лавинного диода 2.

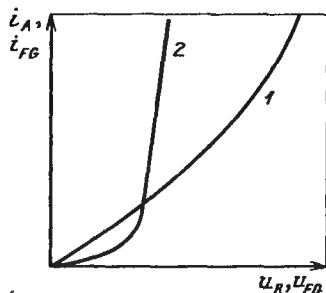


Рис. 4.34. Прямая ветвь статической вольт-амперной характеристики управляющего электрода тиристора (1) и лавинного диода (2)

Неизбежные различия параметров исходных материалов и неконтролируемые отклонения технологического процесса изготовления порождают определенный разброс $ВАХУ$ тиристорov одного и того же типа. Предельно допустимые отклонения $ВАХУ$ нормируются техническими условиями. Вольт-амперные характеристики управля-

ющего электрода, соответствующие требованиям технического условия, ограничены кривыми A и B (рис. 4.35) [3.2]. Тиристоры с ВАХУ, лежащими вне площади, ограниченной кривыми A и B , отбраковываются. Кривые A и B строятся при анодном токе тиристора, равном нулю (анодная цепь разомкнута). Кривая A соответствует ВАХУ тиристора с максимально допустимым входным сопротивлением $R_{вх}$ цепи управляющего электрода при максимальной температуре его структуры, а кривая B соответствует ВАХУ тиристора с минимально допустимым $R_{вх}$ при минимальной температуре. Под входным сопротивлением понимается продольное сопротивление управляющего базового p -слоя по отношению к месту подключения управляющего электрода.

Площадь между кривыми A и B можно разделить на три области: S_1 — область гарантированного неотпирания тиристора; S_2 — область негарантированного отпирания; S_3 — область гарантированного отпирания.

Область гарантированного неотпирания S_1 ограничена кривыми A и B и линиями I_{GD} и U_{GD} — наибольшего постоянного тока и напряжения, которые не могут вызывать отпирания любого тиристора данного типа. Импульсы управления при любом сочетании тока и напряжения в пределах области S_1 не вызывают отпирания тиристоров.

Область негарантированного отпирания S_2 ограничена кривыми A и B , линиями I_{GD} , U_{GD} , линией I_{GT} минимального постоянного тока, способного отпереть любой тиристор данного типа, и линией U_{GT} минимального постоянного напряжения, при приложении которого может открыться любой прибор данного типа. Импульсами управления с параметрами в пределах области S_2 только часть тиристоров данного типа может быть переведена из закрытого состояния в открытое. Например, при подаче на управляющий электрод тока I_{FGa} при напряжении U_{FGa} (рис. 4.35, точка a) будет обеспечиваться включение только части тиристоров, для которых для отпирания требуется $I_{FG} \leq I_{FGa}$ и $U_{FG} \leq U_{FGa}$. Остальные тиристоры отпираться не будут.

Для обеспечения надежного включения всех тиристоров данного типа на их управляющий электрод следует подавать токи и напряжения со значениями, лежащими в пределах области S_3 гарантированного отпирания. Область S_3 ограничена кривыми A и B , линиями I_{GT} , U_{GT} , $I_{FGM\max}$ — максимально допустимого значения прямого тока управляющего электрода, $U_{FGM\max}$ — максимально допустимого мгновенного значения прямого напряжения на управляющем электроде и линией P_{GM} — максимально допустимого мгновенного значения (амплитуды) мощности потерь на управляющем электроде. Значение P_{GM} зависит от длительности t_G и скважности K_G импульсов:

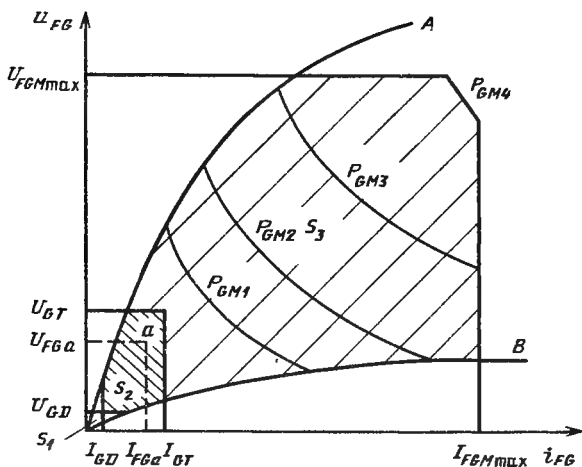


Рис. 4.35. К определению области гарантированного отпирания тиристора ($P_{GM1} < P_{GM2} < P_{GM3} < P_{GM4}$)

$$K_G = T/t_G, \quad (4.93)$$

где T — период повторяемости импульсов управления.

Допустимая мощность потерь P_{GM} в импульсе больше, чем допустимое среднее значение мощности при постоянном токе управления. Значение P_{GM} растет с уменьшением длительности импульса t_G при $T = \text{const}$.

Выбор параметров управляющих импульсов. Включение тиристорov может производиться прямым постоянным или импульсным током.

При включении постоянным током к управляющему электроду тиристора прикладывается постоянное прямое напряжение во время положительных полуволн анодного напряжения. При отрицательных полуволнах ток управления должен отсутствовать либо не должен превышать определенного значения, согласованного с заводом-изготовителем. В противном случае сильно увеличивается ток тиристора, который концентрируется на отдельных участках $p-n$ перехода, приводя к локальному перегреву и разрушению полупроводниковой структуры.

Для получения требуемого момента включения тиристора при отпирании постоянным током изменяют постоянное напряжение управления так, чтобы ток управления обеспечивал накопление требуемого заряда к нужному моменту. Так как отпирательный ток тиристорov отличается от экземпляра к экземпляру, то при отпирании постоянным током трудно добиться включения тиристорov в небольшом диапазоне изменения угла отпирания. Кроме того, при управлении посто-

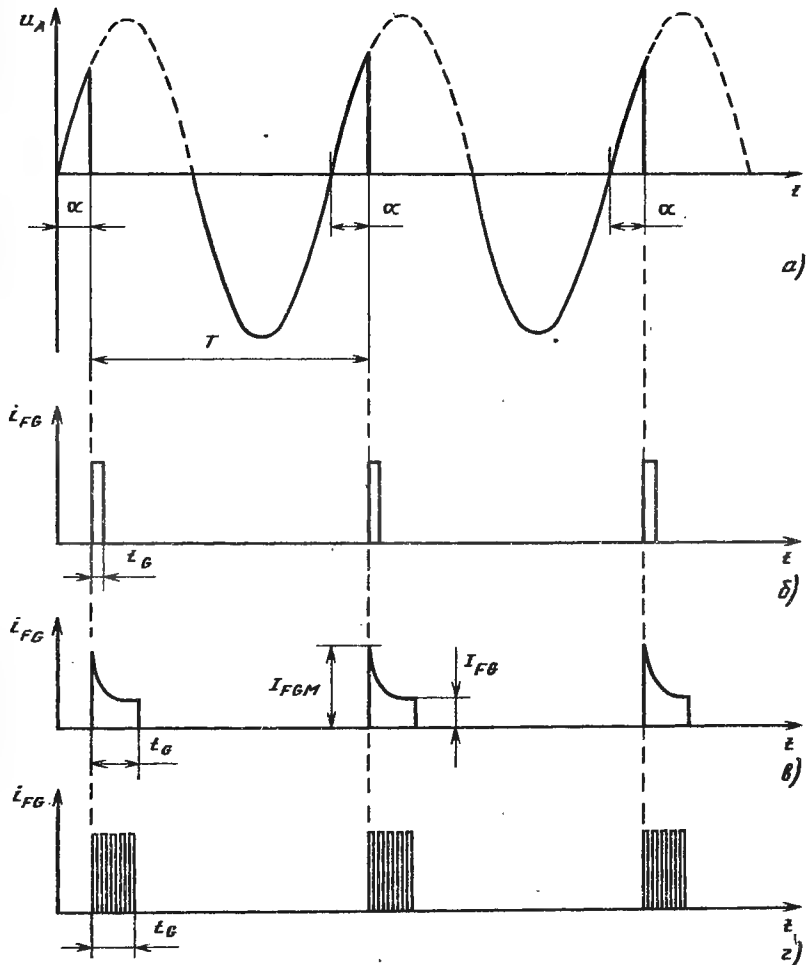


Рис. 4.36. К определению формы управляющих импульсов i_{FG} :
 a —зависимость анодного напряжения u_A на тиристоре от времени и угла отпирания α ; T —период подачи управляющих импульсов; b — z —зависимость тока импульсов управления i_{FG} от времени

янным током имеют место значительные потери мощности в цепи управляющего электрода. Поэтому включение постоянным током применяется редко и только для тиристоров малой мощности.

В большинстве случаев включение тиристоров осуществляется импульсами тока с крутым фронтом и достаточной амплитудой, при этом обеспечивается точное задание угла отпирания тиристоров α (рис. 4.36), возможность регулирования

угла α в широком диапазоне, возможность работы тиристорov в групповом соединении (последовательно и параллельно), а также стойкость тиристорov к большим скоростям нарастания анодного тока.

Требования к крутизне фронта импульсов связаны также с необходимостью обеспечения определенной симметрии тока в многофазной нагрузке, поскольку разброс моментов включения тиристорov вызывает асимметрию тока.

При параллельном соединении тиристорov требуется одновременное их отпирание во избежание перегрузки отдельных СПП по току, при последовательном соединении тиристорov — во избежание перегрузки отдельных СПП по напряжению и при последовательно-параллельном соединении — во избежание перегрузки отдельных СПП как по току, так и по напряжению.

Время включения отдельных тиристорov даже при одних и тех же параметрах импульсов управления может быть разным, и поэтому для одновременного включения тиристорov необходимо принять специальные меры. Время включения тиристора t_{gt} состоит из времени задержки t_{gd} и времени нарастания t_{gr} (см. рис. 4.28). Время нарастания зависит главным образом от параметров нагрузки и поэтому практически одинаково при одних и тех же условиях работы тиристорov. Время задержки в значительной степени зависит от амплитуды I_{FGM} и скорости нарастания di_G/dt тока импульса управления. Поэтому параметры импульса управления нужно выбирать так, чтобы получить минимальное время задержки. У современных тиристорov время задержки имеет минимальное и практически одинаковое для разных тиристорov значение при амплитуде тока управления $I_{FGM} = 1,5 \div 2$ А при $di_G/dt = 1 \div 1,5$ А/мкс, при этом обеспечиваются минимальные время включения и разброс времени включения.

Требуемая длительность импульса управления t_G зависит от времени задержки включения, схемы ПУ и характера нагрузки. За время протекания импульса, по меньшей мере, должен быть достигнут ток включения I_L тиристора с учетом индуктивности нагрузки. В противном случае тиристор перейдет обратно в закрытое состояние. Если после включения тиристора анодный ток может иметь колебательный характер, уменьшаясь до тока удержания тиристора I_n , то импульс управления должен длиться до тех пор, пока тиристор не сможет закрыться из-за этих колебаний.

Если ПУ выполнен по трехфазной мостовой схеме, то для возможности включения тиристора в одной половине моста тиристор в другой половине, который был включен на 60 эл. град раньше, должен быть открыт. Поэтому в случае работы такого ПУ в режиме прерывистых токов при включении

очередного тиристора на тиристор, который был включен на 60 эл. град раньше, необходимо снова подать управляющий импульс одновременно с подачей импульса на очередной тиристор или каждый импульс управления должен быть больше 60 эл. град. Это же требуется и в режиме запуска трехфазной мостовой схемы при работе на любую нагрузку.

Когда требуются импульсы управления с достаточно большой длительностью, с большой амплитудой и с крутым фронтом, то рекомендуется формировать их с форсировкой по току так, как показано на рис. 4.36, в. В этом случае, несмотря на большую амплитуду в начальной части и большую длительность такого импульса, мощность потерь относительно невелика. Такой импульс может быть получен, например, в результате сложения прямоугольного импульса тока от генератора импульсов и тока разряда конденсатора. Минимальное значение тока после окончания форсировки I_{FG} должно быть не менее отпирающего тока I_{GT} при $T_j = T_{j\min}$, амплитуда тока форсировки $I_{FGM} = (2 \div 4) I_{GT}$, длительность форсировки t_F на уровне тока $1,1 I_{FG}$ равна примерно $(2-3) t_{gd}$.

Иногда целесообразно производить включение не отдельным импульсом большой длительности, а пакетом коротких импульсов, следующих друг за другом (рис. 4.36, з). В этом случае при одинаковой средней мощности потерь можно получить амплитуду импульса, большую, чем при непрерывном импульсе той же длительности. Управление пакетом импульсов позволяет обеспечить большую надежность, потому что каждый импульс пакета по амплитуде и скорости нарастания тока выбирают так, что он в состоянии самостоятельно открыть тиристор.

Импульсы с форсировкой тока либо пакеты импульсов целесообразно использовать в случае, когда требуется $t_G \geq (6 \div 10) t_{gd}$, что позволяет уменьшить мощность, массу и габариты системы управления. При $t_G < (6 \div 10) t_{gd}$ следует принимать импульсы трапецеидальной формы.

В ПУ неререверсивных электроприводов, выполненных, например, по трехфазной мостовой схеме выпрямления и содержащих один тиристор в плече моста, должно обеспечиваться:

а) формирование на периоде анодного напряжения тиристора двух импульсов, следующих друг за другом через 60 эл. град в переходном и установившемся режимах;

б) длительность каждого импульса тока 300—500 мкс из-за индуктивного характера нагрузки. Форма импульса показана на рис. 4.36, в;

в) длительность фронта импульса тока между уровнями 0,1—0,9 его амплитуды 3—4 мкс при двукратной форсировке тока в начальной части импульса;

г) длительность форсировки примерно $3 t_{gd}$;

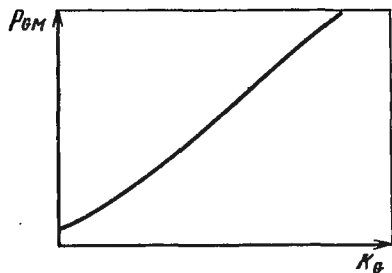


Рис. 4.37. Зависимость допустимой мощности потерь P_{GM} от скважности K_G управляющих импульсов

ность фронта тока управления не более 1 мкс при трех-, четырехкратной форсировке.

Расчет мощности потерь на управляющем электроде. Если длительность t_G и скважность K_G требуемых импульсов управления при трапецеидальной форме приняты равными значениям, приведенным в таблице информационного материала, то допустимая мощность управления P_{GM} берется из этой таблицы.

Если скважность K_G требуемых импульсов управления при трапецеидальной форме импульсов отличается от значений, указанных в таблице информационного материала, то по данным указанной таблицы строят графическую зависимость $P_{GM}=f(K_G)$ (рис. 4.37), по которой для принятого значения K_G находят допустимую мощность P_{GM} .

В таблице, имеющейся в информационном материале выбранного СПП, значения P_{GM} соответствуют t_G и K_G при $f=50$ Гц. Использование зависимости $P_{GM}=f(K_G)$ при $f>50$ Гц позволяет получить значение P_{GM} с некоторым запасом.

Если принята форма импульсов управления, отличающаяся от трапецеидальной, то расчет допустимой мощности потерь производят графоаналитическим методом. Для этого по графической зависимости от времени тока импульсов управления (рис. 4.38, а) строят зависимость от времени мощности потерь на управляющем электроде $p_G(t)$ (рис. 4.38, б) по формуле

$$p_G = i_{FG} u_{FG}, \quad (4.94)$$

где u_{FG} — мгновенное значение напряжения на электроде управления, соответствующее току i_{FG} и определяемое по верхней предельно допустимой вольт-амперной характеристике цепи управления, заданной в информационном материале для выбранного СПП (см. кривую А на рис. 4.35).

Зависимость $p_G(t)$ определяют, полагая, что импульсы тока i_{FG} имеют скорость изменения переднего и заднего фронтов, равную бесконечности.

д) значения тока и напряжения отпирающих импульсов в области гарантированного отпираания S_3 .

Для реверсивных электропроводов при прочих равных условиях длительность каждого импульса равна 500—800 мкс.

При групповом соединении тиристоров требования к скорости нарастания импульсов тока с учетом требований к одновременности их включения более жесткие, т. е. длитель-

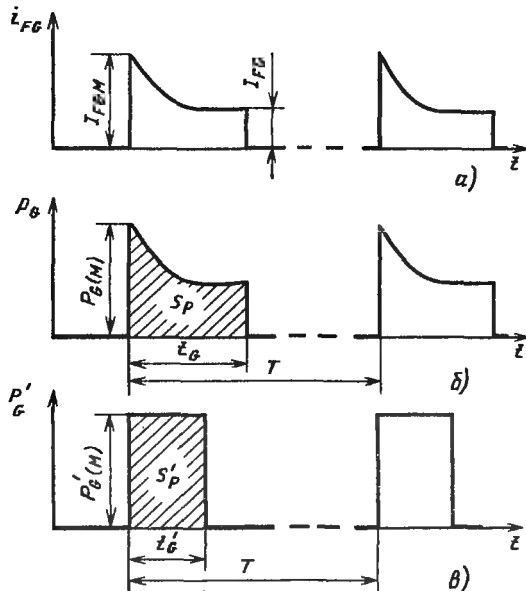


Рис. 4.38. К определению длительности t'_G эквивалентного импульса управления: а—зависимость тока i_{FG} импульсов управления от времени; б—зависимость мощности потерь на управляющем электроде p_G от времени; в—зависимость от времени мощности потерь P'_G прямоугольной формы, эквивалентной мощности P_G

Заменяют зависимость $p_G(t)$ эквивалентной ей по мощности кривой прямоугольной формы с амплитудой импульса P'_{GM} и длительностью t'_G (рис. 4.38, в). Для этого полагают, что амплитуда импульса $P'_{G(M)}$ равна амплитуде мощности потерь требуемого импульса $P_{G(M)}$:

$$P'_{G(M)} = P_{G(M)}, \quad (4.95)$$

и средние мощности импульсов одинаковы:

$$\frac{1}{T} \int_0^T p_G(t) dt = P'_{G(M)} t'_G / T. \quad (4.96)$$

На основании (4.95) и (4.96) определяют длительность эквивалентного импульса (рис. 4.38, в):

$$t'_G = \frac{1}{P'_{G(M)}} \int_0^T p_G(t) dt. \quad (4.97)$$

Так как $\int_0^T p_G(t) dt = S_G m_p m_t$, получим

$$t'_G = \frac{S_G m_p m_t}{P'_{G(M)}}, \quad (4.98)$$

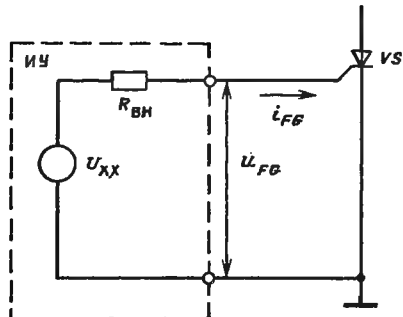


Рис. 4.39. Эквивалентная схема управления тиристором:

ИУ—источник управления

рис. 4.37) по данным таблицы «Предельно допустимые характеристики управляющего электрода», заданной для выбранного СПП в информационных материалах, и по ней находят допустимую мощность P_{GM} , соответствующую K'_G .

Для принятого импульса управления должно выполняться условие

$$P'_{G(M)} \leq P_{GM}. \quad (4.100)$$

В противном случае следует уменьшить либо t_G , либо i_{FG} и повторить расчет.

Расчет схемы управления. При расчете схемы управления определяют напряжение холостого хода $U_{x,x}$ и внутреннее сопротивление $R_{вн}$ источника управления (ИУ), при которых обеспечиваются требуемые параметры прямоугольного импульса (рис. 4.39).

Напряжение $U_{x,x}$ и сопротивление $R_{вн}$ должны выбираться таким образом, чтобы линия нагрузки ИУ проходила через область надежного отпирания S_3 ВАХУ, не пересекая гиперболу максимально допустимой мощности потерь $P_{GM} = \text{const}$ и область негарантированного отпирания S_2 при всех возможных в эксплуатации отклонениях $U_{x,x}$ и $R_{вн}$ от расчетных значений (рис. 4.40).

Возможные отклонения напряжения $U_{x,x}$ определяются максимально допустимыми колебаниями напряжения источника питания, а возможные отклонения сопротивления $R_{вн}$ — допуском на отклонения его величины от номинального значения и пределами изменения $R_{вн}$ при максимальном колебании температуры окружающей среды.

Обычно ИУ имеет сравнительно небольшое внутреннее сопротивление, поэтому для ограничения тока управления целесообразно последовательно с электродом управления включить дополнительное сопротивление, которое условно будем

где S_G — площадь требуемого импульса мощности $p_G(t)$ (рис. 4.38, б), мм²; m_p — масштаб по оси мощности (рис. 4.38, б), Вт/мм; m_t — масштаб по оси времени (рис. 4.38, б), мкс/мм; $P'_{G(M)}$ — мощность потерь, Вт.

Определяют скважность эквивалентного импульса по формуле

$$K'_G = T/t'_G. \quad (4.99)$$

Строят графическую зависимость $P_{GM} = f(K_G)$ (см.

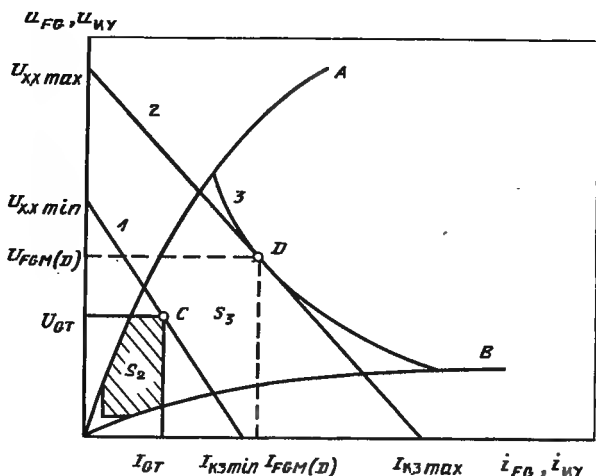


Рис. 4.40. Предельные линии нагрузки 1 и 2 ИУ: кривые A и B соответствуют предельно допустимым характеристикам управляющего электрода тиристора

относить к внутреннему сопротивлению. К $R_{вн}$ будем также относить сопротивление соединительных проводов.

Линия нагрузки 1, соответствующая минимальному значению напряжения $U_{х.х min}$ и максимальному значению сопротивления $R_{вн max}$, не должна проходить ниже точки C (рис. 4.40) пересечения линий, соответствующих I_{GT} и U_{GT} , а может лишь касаться этой точки в предельном случае. Линия нагрузки 2, соответствующая максимальному напряжению $U_{х.х max}$ и минимальному сопротивлению $R_{вн min}$, не должна пересекать линию 3 допустимой мощности потерь P_{GM} для выбранной длительности t_G и скважности K_G импульса, а может лишь касаться ее (точка D).

В случае, когда область гарантированного отпирания S_3 ограничена гиперболой допустимой мощности потерь P_{GM} (кривая 3), то наибольшее значение минимального тока управления может быть получено, когда линия нагрузки 2 касается гиперболы мощности в точке E пересечения гиперболы с кривой A, соответствующей тиристорам с наибольшим входным сопротивлением (рис. 4.41). Максимальное напряжение холостого хода ИУ $U_{х.х max}$ принимают равным напряжению в точке пересечения нагрузочной прямой 2 с осью ординат, при этом должно выполняться условие

$$U_{FGM(E)} < U_{х.х max} \leq 2U_{FGM(E)}, \quad (4.101)$$

где $U_{FGM(E)}$ — напряжение на управляющем электроде в точке E.

Минимальное сопротивление $R_{вн min}$, соответствующее линии нагрузки 2, находят по формуле

$$R_{вн min} = U_{х.х max} / I_{кз max}, \quad (4.102)$$

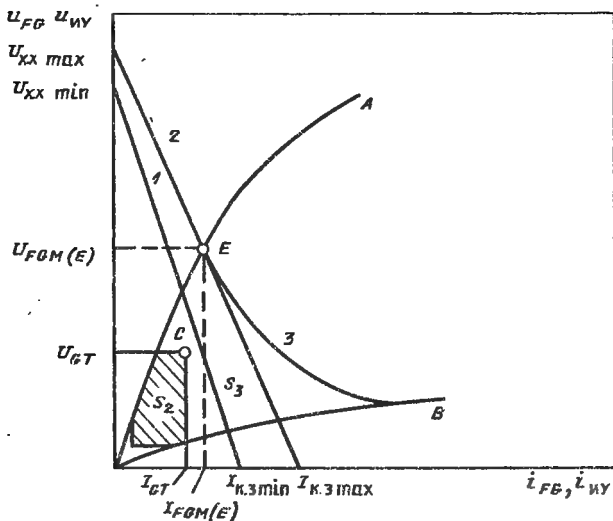


Рис. 4.41. Линий нагрузки 1 и 2 ИУ при ограничении, накладываемом P_{GM} (линия 3); кривые A и B соответствуют предельно допустимым характеристикам управляющего электрода тиристора

где $I_{к.з \max}$ — ток, соответствующий точке пересечения нагрузочной прямой 2 с осью абсцисс.

Проверка выбранных параметров ИУ проводится по формуле

$$U_{х.х \min} - I_{GT} R_{вн \max} \geq U_{GT}, \quad (4.103)$$

т. е. линия нагрузки 1 не должна пересекать область негарантированного отпираания S_2 .

Если область гарантированного отпираания S_3 ограничена как гиперболой мощности P_{GM} , так и максимально допустимым напряжением $U_{FGM \max}$ на управляющем электроде, то нагрузочная прямая 2 должна проходить через точку F пересечения горизонтальной прямой, соответствующей $U_{FGM \max}$, с кривой A (рис. 4.42) и касаться гиперболы допустимой мощности P_{GM} в точке D, расположенной ниже прямой $U_{FGM \max}$.

В этом случае значения $U_{х.х \max}$ и $R_{вн \min}$ находят графически по рис. 4.42 аналогично тому, как указано выше, когда область S_3 ограничена гиперболой $P_{GM} = \text{const}$, т. е. условия (4.101) — (4.103) должны выполняться.

В случае, когда импульсы управления имеют форму, показанную на рис. 4.36, ток I_{FG} обеспечивается источником управления, а ток I_{FGM} может быть получен за счет суммирования тока I_{FG} и импульса тока разряда конденсатора, при этом суммарная мощность потерь на управляющем электроде не должна превышать допустимого значения.

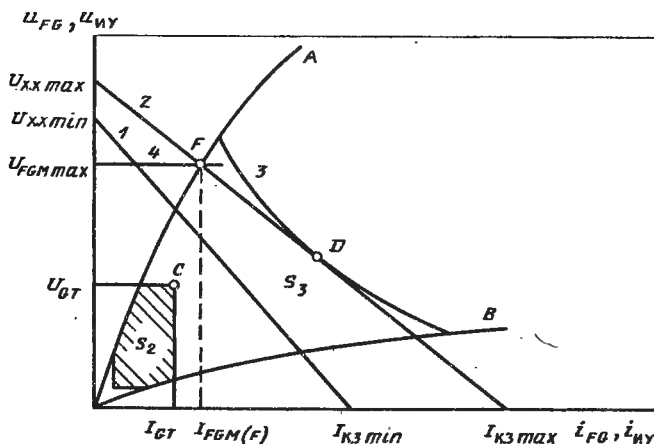


Рис 4.42. Линии нагрузки 1 и 2 ИУ при ограничении, накладываемом P_{GM} (U_{FGMmax} (линии 3 и 4); кривые А и В соответствуют предельно допустимым характеристикам управляющего электрода тиристора

Общие требования, предъявляемые к источнику управления тиристорами:

а) генерирование импульсов управления с параметрами, обеспечивающими надежное включение любого тиристора данного типа во всем требуемом диапазоне изменения угла регулирования;

б) сохранение значений параметров импульсов управления в переходных режимах работы (включение, скачкообразное измерение угла регулирования и т. д.);

в) изменение значений параметров импульсов управления в допустимом диапазоне при всех возможных в эксплуатации изменениях параметров сети, нагрузки и окружающей температуры, а также при замене любого элемента схемы ИУ с отклонениями значений параметров элемента в пределах его технических условий;

г) удержание тиристорov вo включенном состоянии или повторное включение их на интервале проводимости при прерывистых токах нагрузки ПУ;

д) формирование последовательности импульсов управления на электродах управления тиристорov ПУ, обеспечивающей требуемые очередность и интервалы их работы;

е) исключение влияния коммутационных искажений питающего напряжения на надежность работы источника управления;

ж) невозможность подачи на электрод управления тиристора положительного напряжения при отрицательном анодном напряжении или наличие на электроде управления достаточно малого положительного напряжения, значение которого должно быть согласовано с заводом-изготовителем тиристора.

Следует помнить, что наличие положительного напряжения на электроде управления при отрицательном анодном напряжении приводит к увеличению мощности потерь в тиристоре, что должно учитываться при расчете допустимого анодного тока;

3) отсутствие электрических помех, способных вызвать ложное включение тиристора.

Подавление электрических помех является исключительно важной проблемой.

Электрические помехи могут возникать в следующих случаях:

монтажные провода схемы управления и силовой схемы проложены совместно, при этом переключение тиристорov в силовой схеме вызывает резкое изменение формы тока, что приводит к появлению электрических помех с широким спектром частот в схеме управления;

при объединении монтажных проводов схемы управления высокая скорость нарастания тока управления в одних проводах схемы управления может приводить к появлению электрической помехи в других цепях схемы.

Следует помнить, что с изменением температуры структуры тиристора, например от 25°C до $T_{j\max}$, отпирающей ток I_{GT} уменьшается не более чем в 2 раза, в то время как неотпирающий ток I_{GD} , определяющий допустимый уровень электрической помехи, может уменьшиться более чем в 10 раз.

Меры повышения помехозащищенности цепей схемы управления:

а) монтажные провода силовой схемы и схемы управления должны прокладываться раздельно;

б) провода схемы управления, по которым передаются управляющие импульсы, должны попарно скручиваться;

в) выходной импульсный трансформатор необходимо размещать рядом с силовым тиристором, на который от этого трансформатора поступает импульс управления;

г) выходные импульсные трансформаторы должны иметь изоляцию обмоток с низкой диэлектрической проницаемостью и обмотки с малым числом витков;

д) устройства для подавления помех должны размещаться внутри или непосредственно у источника электрических помех.

Радикальным схемным способом защиты тиристора от помех является, например, установка полупроводникового ключевого элемента параллельно управляющему переходу тиристора (управляющий электрод — катод), при этом ключевой элемент должен быть открыт и должен шунтировать управляющий переход все время, пока тиристор находится в закрытом состоянии. Ключевой элемент закрывается синхронно с подачей управляющего импульса для отпираания тиристора

и остается закрытым до конца требуемого интервала проводимости тиристора.

Для защиты тиристора от помех может также использоваться подача на электрод управления отрицательного напряжения (напряжения смещения) допустимого значения при положительном напряжении на аноде тиристора. Напряжение смещения подается на интервале, когда тиристор должен быть закрыт.

4.7. ПРИМЕР РАСЧЕТА И ВЫБОРА СПП И УСЛОВИЙ ЕГО ОХЛАЖДЕНИЯ

Исходные данные. Электрическая схема ПУ выполнена по схеме трехфазного мостового регулируемого непереворсивного выпрямителя.

Наибольшая амплитуда импульсного рабочего напряжения, прикладываемого к эквивалентному вентилю, $U_{EM\max} = 600$ В, минимальная амплитуда $U_{EM\min} = 450$ В.

Огибающая амплитуда тока эквивалентного вентиля $I_{EM} = f(t)$ показана на рис. 4.43, а, где $I_{EM1} = 8100$ А, $I_{EM2} = I_{EM4} = I_{EM6} = 2100$ А, $I_{EM3} = 6000$ А, $I_{EM5} = 4200$ А, $\tau_1 = \tau_3 = \tau_5 = 5$ с, $\tau_2 = \tau_4 = 4$ с, $\tau_6 = 22$ с и $T = 45$ с.

Частота импульсов рабочего тока $f = 50$ Гц.

Форма импульсов рабочего тока трапецеидальная, скорость нарастания и спада тока $di_A/dt = 7,5$ А/мкс.

Угол проводимости $\beta = 120$ эл. град при изменении угла регулирования α в требуемом диапазоне.

Коммутация естественная.

Охлаждение воздушное принудительное.

Максимальная температура охлаждающей среды $T_{cf\max} = 40^\circ$ С, минимальная $T_{cf\min} = -50^\circ$ С.

Число отличающихся друг от друга циклических режимов $\xi = 1$.

Число температурных циклов работы прибора за срок службы $N_{\text{ц}} = 5 \cdot 10^6$.

Зависимость от времени наибольшего по значению и длительности аварийного тока эквивалентного вентиля $i_{SE} = f(t)$ показана графически на рис. 4.44, а. Через вентиль проходит одиночный импульс аварийного тока с амплитудой $I_{SME} = 75000$ А и длительностью $t_i = 11,5 \cdot 10^{-3}$ с без последующего приложения обратного напряжения.

Преимущественный технико-экономический показатель преобразователя — экономичность в эксплуатации.

Расчет и выбор типа СПП и условий его охлаждения по рабочему току. Выбираем низкочастотный тиристор Т, так как СПП должен работать в схеме регулируемого выпрямителя при частоте $f = 50$ Гц; скорость охлаждающего воздуха

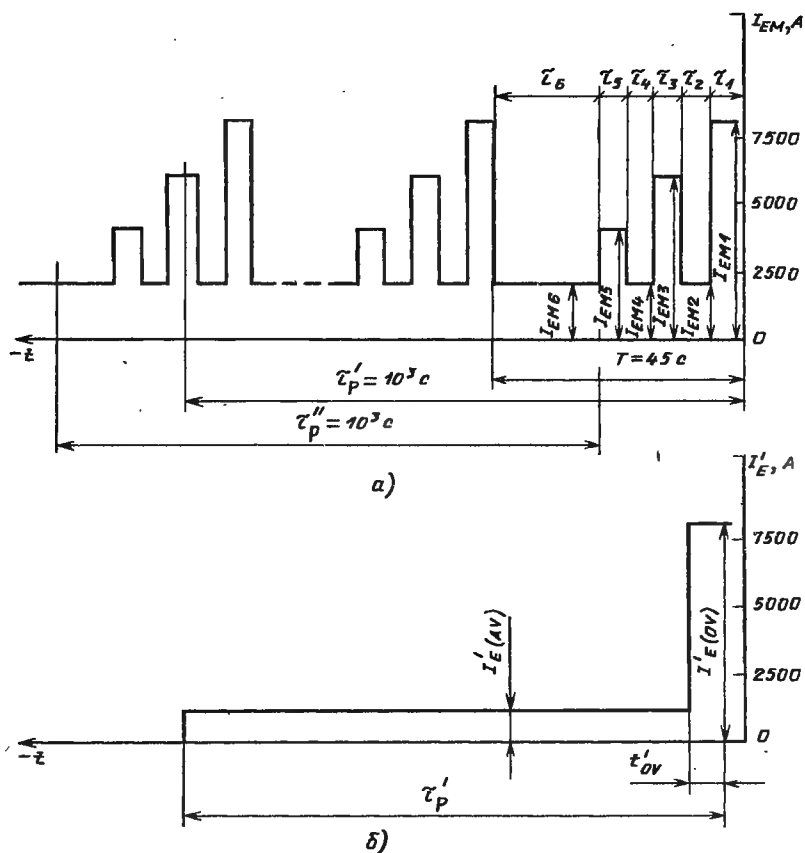


Рис. 4.43. К определению параметров упрощенной кривой рабочего тока $I'_E(t)$:
 а—зависимость огибающей амплитуды тока I_{EM} эквивалентного вентиля от времени;
 б—зависимость от времени упрощенной кривой среднего тока I'_E эквивалентного вентиля

$V_{cf} = 6$ м/с; длительность расчетного интервала при $V_{cf} = 6$ м/с;
 $\tau_p = 10^3$ с.

Располагаем расчетный интервал τ_p относительно кривой тока $I_{EM} = f(t)$ так, как показано на рис. 4.43.

Определяем вид режима работы тиристора по рабочему току. Для этого находим:

по формуле (4.11)

$$I_{E(AV)1} = 8100/3 = 2700 \text{ A},$$

где $K_{Av} = 3$ из рис. 4.3 при $\beta = 120$ эл. град;

по формуле (4.12) для периода $T = 45$ с

$$I_{E(AV)} = \frac{8100 \cdot 5 + 4200 \cdot 5 + 6000 \cdot 5 + 2100 \cdot 30}{3 \cdot 45} = 1145 \text{ A};$$

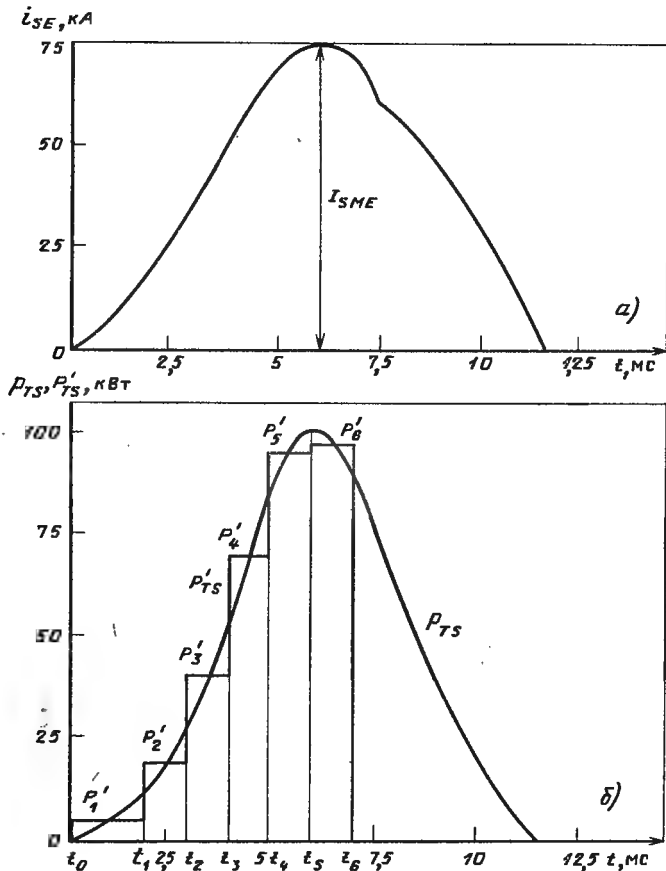


Рис. 4.44. К определению мощности потерь p_{TS} и P'_{TS} от аварийного тока $i_{SE}=f(t)$:

а — зависимость максимального фактического аварийного тока i_{SE} от времени; б — зависимость от времени фактической мощности потерь p_{TS} в тиристоре, определяемой током i_{SE} , и эквивалентной ей по нагреву мощности потерь P'_{TS} ступенчатой формы

по формуле (4.13)

$$2700/1145=2,36.$$

Так как $2,36 > 1,1$, то имеем режим с изменяющимся рабочим током.

Определяем токи перегрузки по формуле (4.19):

для τ_1 $8100/3=2700 \text{ A} > 1145 \text{ A}$;

для τ_2, τ_4 и τ_6 $2100/3=700 \text{ A} < 1145 \text{ A}$;

для τ_3 $6000/3=2000 \text{ A} > 1145 \text{ A}$;

для τ_5 $4200/3=1400 \text{ A} > 1145 \text{ A}$.

Таблица 4.6. Значения I_{OV}^*/K при разных значениях K

K	I_{OV}^*	I_{OV}^*/K	K	I_{OV}^*	I_{OV}^*/K
1	1	1	0,5	1,65	3,3
0,75	1,3	1,74	0,25	1,80	7,2

Перегрузки имеют место на интервалах τ_1 , τ_3 и τ_5 , соответствующих ступеням тока $v=1$, $v=3$ и $v=5$.

Учитываем токи перегрузки I_{EM1} и I_{EM3} , так как они имеют длительность по 5 с (т. е. больше 1 с при отрезке времени 10 с). Перегрузку I_{EM3} учитываем на всем интервале τ_3 .

Определяем параметры упрощенной кривой рабочего тока $I_E(t)$ (рис. 4.43, б). Для этого находим:

по формуле (4.20) время перегрузки

$$t'_{OV} = 5 \left[1 + \frac{6000}{2700 \cdot 3} \frac{5}{5+4} \right] \approx 7 \text{ с};$$

по формуле (4.21) амплитуду тока перегрузки

$$I_{EM(OV)} = 8100 \text{ А},$$

по формуле (4.22) средний ток, предшествующий перегрузке,

$$I'_{E(AV)} = 1145 - 2700(7/1000) = 1135 \text{ А}.$$

Определяем расчетный ток I_{AV} при условии, что $I_{E(AV)} \neq 0$.

Для этого по рис. 4.11, б рассчитываем зависимость $I_{OV}^*/K = f(K)$ при $t'_{OV} = 7$ с. Данные расчета приведены в табл. 4.6.

Зависимость $I_{OV}^*/K = f(K)$ показана на рис. 4.45.

По рис. 4.45 для значения

$$I_{OV}^*/K = 8000/3,14 \cdot 1135 = 2,25,$$

найденного по формуле (4.34), определяем коэффициент K :

$$K = 0,66.$$

По формуле (4.23) находим расчетный ток:

$$I_{AV} = \frac{1135}{4 \cdot 0,8 \cdot 0,94 \cdot 1 \cdot 0,66 \cdot 0,9} = 636 \text{ А},$$

где $K_\beta = 0,94$ определен по рис. 4.4, б для $\beta = 120$ эл. град; $K_r = 1$ определен по рис. 4.5 для $f = 50$ Гц; $\psi_{I(OV)} = 0,9$ берем по табл. 3.1 для технико-экономического показате-

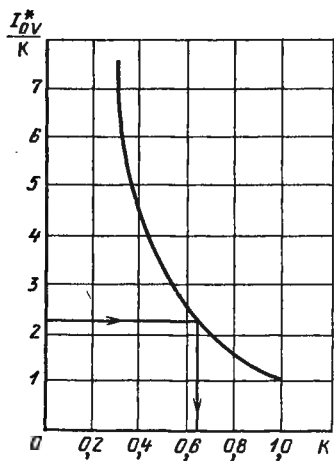


Рис. 4.45. Зависимость отношения I_{OV}^*/K от коэффициента K

для — экономичность в эксплуатации; $m=4$ задаем, исходя из того, чтобы при $V_{cf}=6$ м/с и $T_{cf\max}=40^\circ\text{C}$ по табл. 3 каталога 05-1101-82 «Тиристоры таблеточные серии Т» иметь возможность выбрать СПП с наибольшим значением допустимого тока; $K_{д.т}=0,8$.

По указанной таблице каталога выбираем тиристор типа Т253-1250 с охладителем ОА-033, имеющий ток $I_{T(AV)}=650$ А, при этом выполняется условие (4.14, б)

$$636 \text{ А} \approx 650 \text{ А}.$$

Выбор класса СПП по рабочему напряжению. Определяем класс тиристора по формуле (4.38):

$$U_{RRM} \geq \frac{600}{1 \cdot 1 \cdot 0,55} = 1090 \text{ В},$$

где $n=1$; $K_{д.н}=1$; $\psi_{UW}=0,55$ — коэффициент по табл. 3.1.

Выбираем тиристор класса 11:

$$U_{RRM} = U_{DRM} = 1100 \text{ В}.$$

Параметры устройств ограничения перенапряжений должны обеспечивать ограничение переходных напряжений до значений, определяемых по формулам (4.39) и (4.40, б):

$$U_{(RM)} \leq 1 \cdot 1100 \text{ В}$$

и

$$U'_{(SM)} \leq 1 \cdot 1230 \text{ В},$$

где $\psi_{UR}=1$ и $\psi_{US}=1$ из табл. 3.1; $U_{RSM}=1230$ В из табл. 1 каталога 05.11.01-82.

Проверка выбранного СПП и условий охлаждения по температуре нагрева перехода рабочим током. Для выбранного тиристора Т253-1250 по кривой, соответствующей $V_{cf}=6$ м/с (рис. 24 каталога 05.11.01-82), уточняем длительность расчетных интервалов τ'_p и τ''_p для расчета ΔT_j , $\Delta T_{j1\max}$ и $\Delta T_{j1\min}$:

$$\tau'_p = \tau''_p = 1000 \text{ с}.$$

Расчетные интервалы τ'_p и τ''_p располагаем относительно кривой тока $i_{EM}(t)$ так, как показано на рис. 4.43.

Определяем мощность потерь в тиристоре на каждой ступени тока.

При $f=50$ Гц и естественной коммутации по формуле (5.52 б) имеем

$$P_{totv} = P_{T(AV)v}.$$

По формуле (4.55 б) находим

$$P_{T(AV)v} = U_{T0} I_{T(AV)v} + K_{\phi}^2 r_T = 1,0 I_{T(AV)v} +$$

$$+1,73^2 \cdot 0,14 \cdot 10^{-3} I_{T(AV)v}^2 = I_{T(AV)v} + 4,2 \cdot 10^{-4} I_{T(AV)v}^2,$$

где $U_{T0}=1$ и $r_T=0,14 \cdot 10^{-3}$ по табл. 2 каталога 05.11.01-82; $K_\Phi=1,73$ по кривой рис. 4.19 для $\beta=120$ эл. град и прямоугольной формы импульсов тока.

Определяем $I_{T(AV)v}$ по формуле (4.54 б) для каждой ступени тока:

$$I_{T(AV)1} = \frac{8100}{4 \cdot 0,8 \cdot 3 \cdot 1} = 846 \text{ A};$$

$$I_{T(AV)2} = I_{T(AV)4} = I_{T(AV)6} = \frac{2100}{4 \cdot 0,8 \cdot 3 \cdot 1} = 219 \text{ A};$$

$$I_{T(AV)3} = \frac{6000}{4 \cdot 0,8 \cdot 3 \cdot 1} = 626 \text{ A};$$

$$I_{T(AV)5} = \frac{4200}{4 \cdot 0,8 \cdot 3 \cdot 1} = 438 \text{ A}.$$

Значения мощности потерь:

$$P_{T(AV)1} = 1146 \text{ Вт}; \quad P_{T(AV)2} = 239 \text{ Вт}; \quad P_{T(AV)3} = 790 \text{ Вт};$$

$$P_{T(AV)4} = 239 \text{ Вт}; \quad P_{T(AV)5} = 528 \text{ Вт}; \quad P_{T(AV)6} = 239 \text{ Вт}.$$

Зависимость $P_{T(AV)}(t)$ показана на рис. 4.46, а. Расчетные интервалы τ'_p и τ''_p располагаем относительно кривой $P_{T(AV)}(t)$ аналогично их расположению относительно кривой тока $i_{EM}(t)$ на рис. 4.43.

Заменяем зависимость $P_{T(AV)}(t)$ упрощенными зависимостями $P'_{tot}(t)$ и $P''_{tot}(t)$, эквивалентными ей на интервалах τ'_p и τ''_p соответственно.

Значения мощности P'_{totv} (рис. 4.46, б):

$$\begin{aligned} P'_{tot1} &\approx \\ &\approx \frac{P_{T(AV)1} \tau_1 + P_{T(AV)2} \tau_2 + P_{T(AV)3} \tau_3 + P_{T(AV)4} \tau_4 + P_{T(AV)5} \tau_5 + P_{T(AV)6} \tau_6}{T} = \\ &= \frac{1146 \cdot 5 + 239 \cdot 4 + 790 \cdot 5 + 239 \cdot 4 + 528 \cdot 5 + 239 \cdot 22}{45} = 433 \text{ Вт}; \end{aligned}$$

$$P'_{tot2} = P_{T(AV)5} = 528 \text{ Вт};$$

$$P'_{tot3} = P_{T(AV)4} = 239 \text{ Вт};$$

$$P'_{tot4} = P_{T(AV)3} = 790 \text{ Вт};$$

$$P'_{tot5} = P_{T(AV)2} = 239 \text{ Вт};$$

$$P'_{tot6} = P_{T(AV)1} = 1146 \text{ Вт}.$$

Значения мощности P''_{totv} на каждой ступени v (рис. 4.46, в):

$$P''_{tot1} \approx 433 \text{ Вт};$$

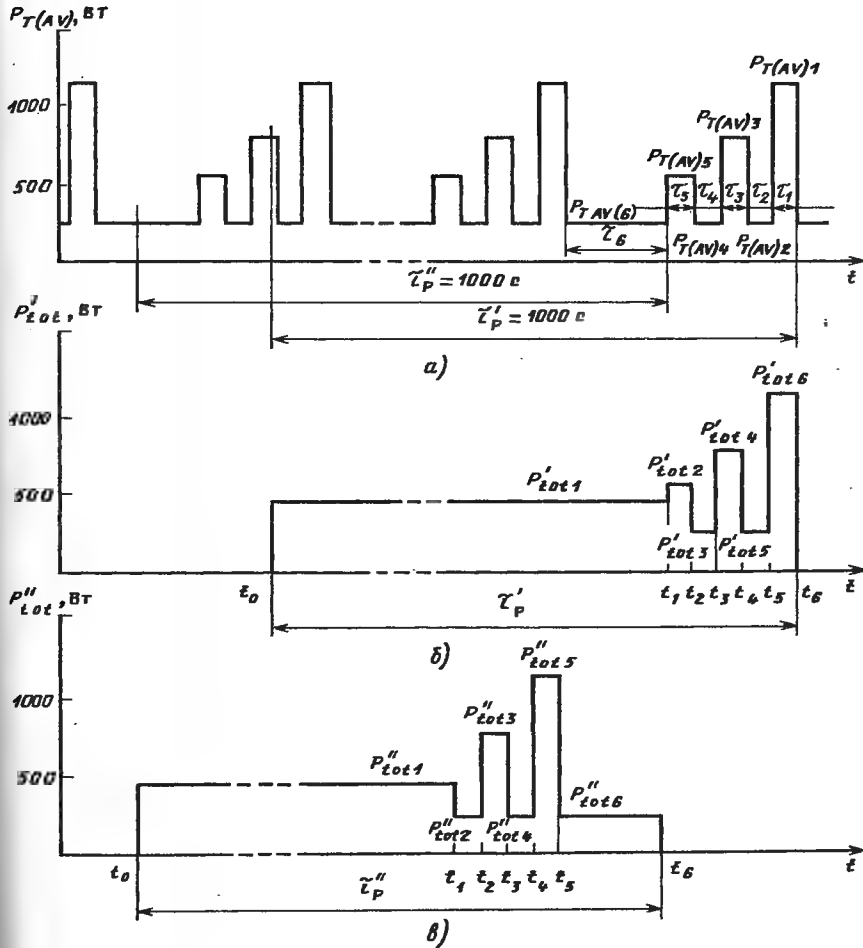


Рис. 4.46. К расчету температур ΔT_j , $\Delta T_{j1\max}$ и $\Delta T_{j1\min}$:
a—зависимость мощности потерь $P_{T(AV)}$ от времени; *б*—зависимость от времени мощности потерь P'_{tot} на расчетном интервале τ'_{p1} ; *в*—зависимость от времени мощности потерь P''_{tot} на расчетном интервале τ''_p

Таблица 4.7. Значения переходных тепловых сопротивлений Z_{th} на интервале τ'_p

Отрезок времени	$t_6 - t_0$	$t_6 - t_1$	$t_6 - t_2$	$t_6 - t_3$	$t_6 - t_4$	$t_6 - t_5$
Длительность отрезка времени, с	1000	23	18	14	9	5
Z_{th} , °C/Вт	0,1	0,0452	0,0417	0,0384	0,0332	0,0274

Таблица 4.8. Значения переходных тепловых сопротивлений Z_{th} на интервале τ''_p

Отрезок времени	$t_6 - t_0$	$t_6 - t_1$	$t_6 - t_2$	$t_6 - t_3$	$t_6 - t_4$	$t_6 - t_5$
Длительность отрезка времени, с	1000	40	36	31	27	22
Z_{th} , °C/Вт	0,1	0,0543	0,0524	0,0499	0,0476	0,0445

$$P''_{tot2} = P_{T(AV)4} = 239 \text{ Вт};$$

$$P''_{tot3} = P_{T(AV)3} = 790 \text{ Вт};$$

$$P''_{tot4} = P_{T(AV)2} = 239 \text{ Вт};$$

$$P''_{tot5} = P_{T(AV)1} = 1146 \text{ Вт};$$

$$P''_{tot6} = P_{T(AV)6} = 239 \text{ Вт}.$$

Значения переходных тепловых сопротивлений для расчета на интервале τ'_p приведены в табл. 4.7.

Значения переходных тепловых сопротивлений для расчета на интервале τ''_p даны в табл. 4.8.

Значения Z_{th} для соответствующих отрезков времени определены по формуле (4.7) и кривой рис. 24, д каталога 05.11.01-82, соответствующей $V_{cf} = 6 \text{ м/с}$. Принят участок аппроксимации от $t_n = 2 \text{ с}$ до $t_k = 60 \text{ с}$.

Определяем ΔT_j по формуле (4.50) с учетом данных табл. 4.3:

$$\begin{aligned} \Delta T_j = & 433(0,1 - 0,0452) + 528(0,0452 - 0,0417) + \\ & + 239(0,0417 - 0,0384) + 790(0,0384 - 0,0332) + \\ & + 239(0,0332 - 0,0274) + 1146 \cdot 0,0274 = 63,5^\circ \text{ С}. \end{aligned}$$

В данном случае при $\xi = 1$

$$\Delta T_{j1 \max} = \Delta T_j = 63,5^\circ \text{ С}.$$

Определяем $\Delta T_{j1 \min}$ по формуле (4.50) с учетом данных табл. 4.4:

$$\Delta T_{j1 \min} = 443(0,1 - 0,0543) + 239(0,0543 - 0,0524) +$$

$$+ 790(0,0524 \pm 0,0499) + 239(0,0499 - 0,0476) + \\ + 1146(0,0476 - 0,0445) + 2390,0445 = 37^\circ \text{ C}.$$

Определяем T_j .

Для этого находим среднее значение тока тиристора на интервале τ_1 (см. рис. 4.43, а):

$$I_{(AV)1} = \frac{I_{EM1}}{mK_{\text{дт}}K_A} = \frac{8100}{4 \cdot 0,8 \cdot 3} = 850 \text{ A}.$$

Поскольку $I_{(AV)1} < I_{T(AV)}$, где $I_{T(AV)} = 1250 \text{ A}$ для выбранного тиристора при $T_c = 85^\circ \text{ C}$, то расчет T_j производим по формуле (4.43):

$$T_j = 40 + 63,5 = 103,5^\circ \text{ C}.$$

Проверяем выполнение условия (4.41):

$$103,5^\circ \text{ C} < 1 \cdot 125^\circ \text{ C},$$

т. е. условие выполняется.

Проверяем выполнение условия (4.42).

Для этого по формуле (4.45) находим температуру циклирования:

$$\Delta T_{j\text{ц}1} = 63,5 - 37 = 26,5^\circ \text{ C}.$$

При $\Delta T_{j\text{ц}1} = 26,5^\circ \text{ C}$ и $N_{\text{ц}1\text{max}} = 5 \cdot 10^6$ циклов условие (4.42) для прибора Т253-1250 заведомо выполняется.

Таким образом, типы тиристора, охладителя и скорость охлаждающего воздуха по рабочему току выбраны правильно.

Проверка СПП по аварийному току. Определяем амплитуду аварийного тока через СПП по формуле (4.72):

$$I_{SM} = 75 \cdot 10^3 / (4 \cdot 0,8) = 23,5 \cdot 10^3 \text{ A}.$$

По табл. 1 каталога 05.11.01-82 выбираем соответствующий фактическому аварийному току допустимый (классификационный) аварийный ток I_{TSM} для тиристора Т253-1250 при $T_{j\text{max}} = 125^\circ \text{ C}$, $t_i = 10^{-2} \text{ с}$ и синусоидальной форме импульса:

$$I_{TSM} = 26 \cdot 10^3 \text{ A}.$$

Определяем максимальную температуру перегрева перехода ΔT_{js1} от фактического аварийного тока по формуле (4.50).

Для этого находим зависимость мощности потерь от времени $p_s(t)$ при протекании фактического аварийного тока.

Результаты расчета приведены в табл. 4.9.

Приведенная в табл. 4.9 зависимость от времени тока через эквивалентный вентиль $i_{SE}(t)$ получена на основании рис. 4.44, а, зависимость от времени тока через тиристор $i_s(t)$ — по формуле (4.83), зависимость от времени напряжения на тиристоре при

Таблица 4.9. Значения мощности потерь P_S от фактического аварийного тока

t , мс	1	2	3	4	5
i_{SE} , кА	8	21	37	54	69
i_S , кА	2,5	6,6	11,5	16,9	21,6
u_A , В	1,35	1,93	2,61	3,36	4,02
p_S , кВт	3,4	12,7	29	57	87

протекании аварийного тока — по формуле (4.846), зависимость от времени мощности потерь в тиристоре $p_S(t)$ при протекании аварийного тока — по формуле (4.826). Для тиристора Т253-1250 по табл. 2 каталога 05.11.01-82 $U_{T0}=1$ В и $r_T=14 \cdot 10^{-5}$ Ом.

Зависимость от времени мощности потерь $p_S(t)$ приведена на рис. 4.44, б.

Там же построена зависимость от времени мощности потерь $P'_S(t)$ ступенчатой формы, эквивалентная по нагреву мощности $P_S(t)$.

Данные зависимости $P'_S(t)$ приведены в табл. 4.10.

Определяем зависимость переходного теплового сопротивления переход — корпус $Z_{(th)tc}$ в функции времени по рис. 24, а каталога 05.11.01-82. Значения $Z_{(th)tc}$ приведены в табл. 4.11.

Подставляя в формулу (4.50) значения из табл. 4.10 и 4.11, получаем

$$T_{js1} = 5 \cdot 10^3 (2,5 - 2) \cdot 10^{-3} + 19 \cdot 10^3 (2 - 1,8) \cdot 10^{-3} + \\ + 41 \cdot 10^3 (1,8 - 1,6) \cdot 10^{-3} + 70 \cdot 10^3 (1,6 - 1,2) \cdot 10^{-3} + \\ + 95 \cdot 10^3 (1,2 - 0,9) \cdot 10^{-3} + 96 \cdot 10^3 \cdot 0,9 \cdot 10^{-3} = 170^\circ \text{С.}$$

Определяем максимальную температуру перегрева перехода $\Delta T_{js\max 1}$ от допустимого (классификационного) аварийного тока, соответствующего фактическому, по формуле (4.50). Для

Таблица 4.10. Значения P'_S , эквивалентные мощности потерь в тиристоре от фактического аварийного тока в принятых интервалах времени

Интервал времени	$t_0 - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_4$	$t_4 - t_5$	$t_5 - t_6$
Длительность интервала, мс	1,9	1	1	1	1	1
Мощность потерь	P'_1	P'_2	P'_3	P'_4	P'_5	P'_6
Значение мощности, кВт	5	19	41	70	95	96

6	7	8	9	10	11
75	69	55	43	29	11
23,4	21,6	17,2	13,4	9,1	3,4
4,28	4,02	3,4	2,87	2,3	1,48
100	87	58,5	38,5	20,9	5

Таблица 4.11. Значения $Z_{(th)tjc}$ для принятых отрезков времени на интервале протекания фактического аварийного тока

Отрезок времени	$t_6 - t_0$	$t_6 - t_1$	$t_6 - t_2$	$t_6 - t_3$	$t_6 - t_4$	$t_6 - t_5$
Длительность отрезка времени, мс	6,9	5	4	3	2	1
Переходное сопротивление	$Z_{(th)tjc}(6-0)$	$Z_{(th)tjc}(6-1)$	$Z_{(th)tjc}(6-2)$	$Z_{(th)tjc}(6-3)$	$Z_{(th)tjc}(6-4)$	$Z_{(th)tjc}(6-5)$
Значение сопротивления, °C/Вт	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$0,9 \cdot 10^{-3}$

этого находим зависимость от времени мощности потерь в тиристоре $p_S(t)$ при протекании допустимого аварийного тока по формуле (4.856).

Результаты приведены в табл. 4.12.

Таблица 4.12. Значения мощности потерь p_S от допустимого аварийного тока в тиристоре в принятые моменты времени

t , мс	1	2	3	4	5	6	7	8	9
p_S , кВт	13,5	48	82,6	111	121	111	82,6	48	13,5

Зависимость от времени мощности потерь $p_S(t)$ показана на рис. 4.47. Там же построена зависимость от времени мощности потерь $P'_S(t)$ ступенчатой формы, эквивалентная по нагреву мощности $P_S(t)$.

Данные зависимости $P'_S(t)$ приведены в табл. 4.13.

Значения переходного теплового сопротивления переход—корпус $Z_{(th)tjc}$, определенные по рис. 24, d каталога 05.11.01-82, даны в табл. 4.14.

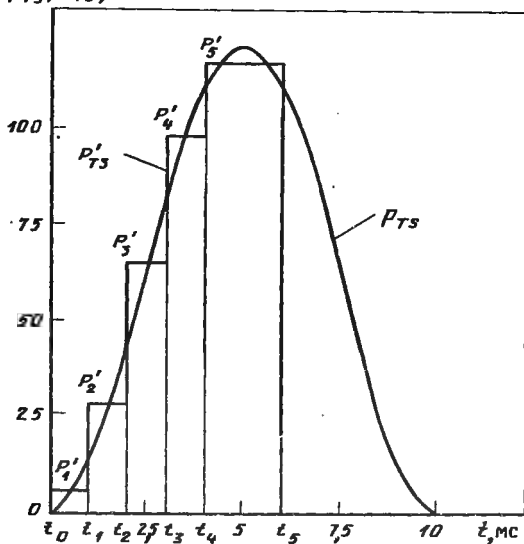
$P_{TS}, P'_{TS}, \text{кВт}$


Рис. 4.47. К определению мощности потерь P_{TS} и P'_{TS} от классификационного аварийного тока I_{TSM}

Подставляя в формулу (4.50) значения из табл. 4.13 и 4.14, получаем

$$\Delta T_{j \max 1} = 6 \cdot 10^3 (2,2 - 2) \cdot 10^{-3} + 28 \cdot 10^3 (2 - 1,8) \cdot 10^{-3} + \\ + 65 \cdot 10^3 (1,8 - 1,6) \cdot 10^{-3} + 93 \cdot 10^3 (1,6 - 1,2) \cdot 10^{-3} + \\ + 117 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3} = 1,2 + 5,6 + 13 + 37 + 141 \approx 197^\circ \text{C}.$$

Выбранный тип тиристора удовлетворяет условиям аварийного режима, так как выполняется условие (4.74), т. е. $170^\circ \text{C} < 1 \cdot 197^\circ \text{C}$.

Выбор коммутационных параметров СПП. Выбор коммутационных параметров тиристора Т253-1250 производится по данным табл. 1 и 2 каталога 05.11.01-82.

Таблица 4.13. Значения P'_S , эквивалентные мощности потерь в тиристоре от допустимого аварийного тока в принятых интервалах времени

Интервал времени	$t_0 - t_1$	$t_1 - t_2$	$t_2 - t_3$	$t_3 - t_4$	$t_4 - t_5$
Длительность интервала, мс	1	1	1	1	2
Мощность потерь	P'_1	P'_2	P'_3	P'_4	P'_5
Значение мощности, кВт	6	28	65	93	117

Таблица 4.14. Значения $Z_{(th)tjc}$ для принятых отрезков времени на интервале протекания допустимого аварийного тока

Отрезок времени	$t_5 - t_0$	$t_5 - t_1$	$t_5 - t_2$	$t_5 - t_3$	$t_5 - t_4$
Длительность отрезка времени, мс	6	5	4	3	2
Переходное сопротивление	$Z_{(th)tjc}^{(5-0)}$	$Z_{(th)tjc}^{(5-1)}$	$Z_{(th)tjc}^{(5-2)}$	$Z_{(th)tjc}^{(5-3)}$	$Z_{(th)tjc}^{(5-4)}$
Значение сопротивления, °С/Вт	$2,2 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$

Время включения по управляющему электроду t_{gt} 30 мкс соответствует группе 0, и поскольку тиристоры в схеме соединяются параллельно ($m=4$), то параметры импульсов управления должны быть такими, чтобы обеспечивалось непревышение указанного значения t_{gt} .

Время выключения $t_q = 500$ мкс соответствует группе 0 и является приемлемым, так как в данном случае схема не работает в инверторном режиме.

Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии $(di_T/dt)_{crit}$ задана равной 100 А/мкс и является достаточной, так как фактически в схеме она равна 7,5 А/мкс.

Критическую скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии $(du_D/dt)_{crit}$ принимаем равной 320 В/мкс, что соответствует группе 5. Непревышение указанного значения $(du_D/dt)_{crit}$ должно быть обеспечено в схеме ПУ устройством ограничения перенапряжений.

Определение параметров управляющих импульсов и источника управления. В соответствии с требованиями § 4.6 для данной силовой схемы ПУ и режима ее работы выбираем управляющий импульс с увеличенным током в начальной части, показанный на рис. 4.36, в, и дополнительный управляющий импульс со сдвигом на 60 эл. град; длительность управляющих импульсов $t_G = 300$ мкс для индуктивной нагрузки; $I_{GT} = 0,9$ А, $I_{FGM} \approx 2I_{FG}$, длительность увеличенного тока t_F на уровне 1,1 I_{FG} , равную $3t_{gd} = 30$ мкс, длительность фронта 1 мкс при $m=4$, период повторяемости двояных импульсов управления $T = 20 \cdot 10^3$ мкс.

По формуле (4.93) с учетом подачи двояных импульсов можно принять

$$K_G = 20 \cdot 10^3 / (2 \cdot 300) = 33.$$

По зависимости $P_{GM} = f(K_G)$, построенной для выбранного типа тиристора (рис. 4.48, а), определяем для $K_G = 33$

$$P_{GM} = 35 \text{ Вт.}$$

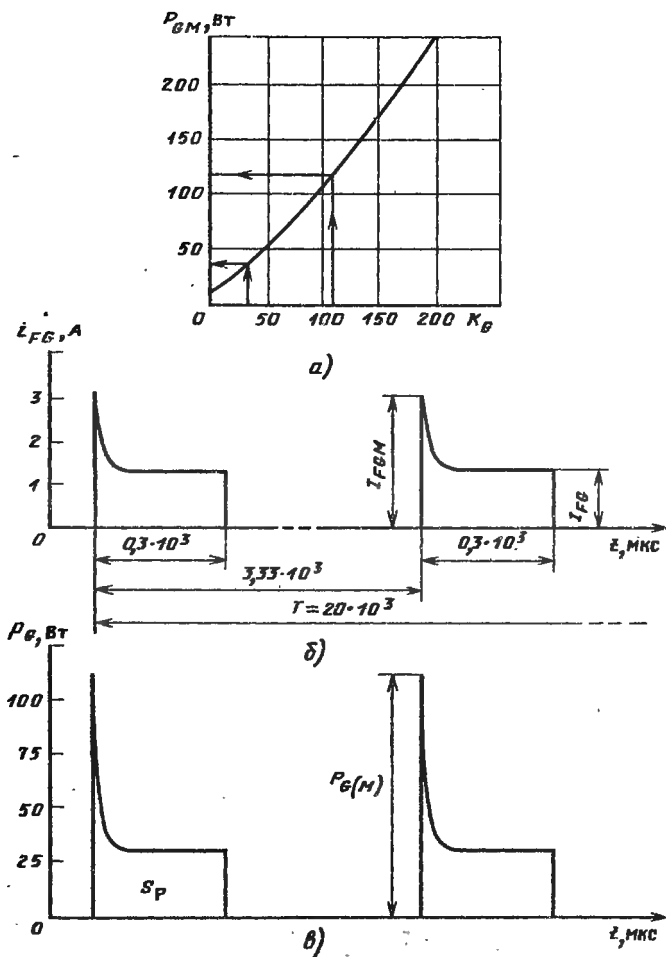


Рис. 4.48. К определению мощности потерь на управляющем электроде:
 а—зависимость мощности потерь P_{GM} от управляющих импульсов; б—зависимость тока управления тиристором i_{FG} от времени; в—зависимость мощности потерь p_G на управляющем электроде от времени

С учетом увеличения тока в начальной части импульса форсировки принимаем

$$P_{GM} = 30 \text{ Вт.}$$

На рис. 4.49, где дана предельно допустимая характеристика цепи управления выбранного тиристора, строим гиперболу с $P_{GM} = 30$ В и проводим линию нагрузки 2, касательную

к гиперболе в точке E с координатами $U_{FG(E)} = 22$ В и $I_{FG(E)} = 1,36$ А. Тогда максимальное напряжение ИУ

$$U_{x, \text{max}} = 40 \text{ В},$$

что удовлетворяет условию (4.101):

$$22 \text{ В} < 40 \text{ В} < 44 \text{ В}.$$

По формуле (4.102)

$$R_{\text{вн min}} = 40 / 2,6 = 15,4 \text{ Ом}.$$

Принимаем

$$R_{\text{вн max}} = 1,2 \cdot 15,4 = 18,5 \text{ Ом};$$

$$U_{x, \text{min}} = 0,75 \cdot 40 = 30 \text{ В}.$$

По формуле (4.103)

$$30 - 0,9 \cdot 18,5 = 13,4 \text{ В} > 9 \text{ В},$$

т. е. условие (4.103) выполняется.

Рассчитываем наибольшую суммарную мощность потерь от импульсов управления с форсировкой тока:

$$I_{FG} = I_{FG(E)} = 1,36 \text{ А}.$$

Принимаем

$$I_{FGM} = 3 \text{ А},$$

при этом форсировка тока обеспечивается за счет разряда конденсатора. Ток конденсатора

$$I_c = 3 - 1,36 = 1,64 \text{ А}.$$

Принимаем постоянную времени разряда конденсатора

$$\tau = t_F / 2 = 15 \text{ мкс}.$$

Емкость конденсатора

$$C = \frac{\tau}{R_{\text{вн min}}} = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{15,4} \approx 1 \text{ мкФ}.$$

Напряжение на заряженном конденсаторе

$$U_c = I_c R_{\text{вн max}} = 1,64 \cdot 18,5 = 30 \text{ В}.$$

Импульс тока управления показан на рис. 4.48, б.

Определяем зависимость от времени мощности потерь на управляющем электроде $p_G(t)$ по формуле (4.94).

Значения u_{FG} определяем по верхней кривой зависимости $U_{FGM} = f(I_{FGM})$ на рис. 11 каталога 05.11.01-82.

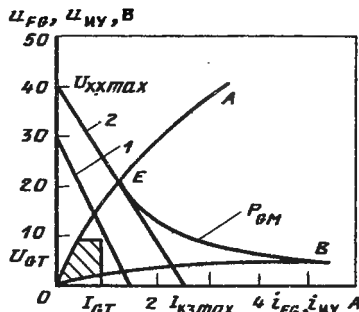


Рис. 4.49. К определению параметров ИУ

Таблица 4.15. Значения мощности потерь P_G на управляющем электроде тиристора

t , мкс	1	30	От 40 до 300
i_{FG} , А	3	1,5	1,36
u_{FG} , В	37	27	23
p_G , Вт	111	40	31

Значения p_G приведены в табл.4.15, а зависимость $p_G(t)$ построена на рис. 4.48, в.

Заменяем зависимость $p_G(t)$, состоящую из двух импульсов на интервале T , эквивалентным ей импульсом $p'_G(t)$ прямоугольной формы, при этом:

по формуле (4.95)

$$P'_{G(M)} = 111 \text{ Вт};$$

по формуле (4.98)

$$t'_G = 2(498 \cdot 2 \cdot 10) / 111 = 180 \text{ мкс};$$

по формуле (4.99)

$$K'_G = 20 \cdot 10^3 / 180 = 110.$$

По кривой рис. 4.48 для $K'_G = 110$ находим

$$P_{GM} = 120 \text{ Вт}.$$

Параметры управляющего импульса выбраны правильно, так как условие (4.100) выполняется, т. е.

$$111 \text{ Вт} < 120 \text{ Вт}.$$

Методика расчета, изложенная в гл. 4, может быть использована как для ручного, так и для машинного (с помощью ЭВМ) методов расчета и для выбора диодов и тиристорov.

Глава 5

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ОГРАНИЧЕНИЯ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ДИОДЫ И ТИРИСТОРЫ ПО ТОКУ И НАПРЯЖЕНИЮ В НОРМАЛЬНЫХ И АВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

5.1. ТРЕБОВАНИЯ К МЕТОДАМ И СРЕДСТВАМ ОГРАНИЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

В предшествующих главах рассмотрены методы выбора СПП с учетом возможных основных и дополнительных воздействий.

При выборе вида и типономинала диодов и тиристорov для конкретной преобразовательной установки ставилось условие, чтобы воздействия, определяемые протекающими токами и прикладываемыми напряжениями, были ниже предельно допустимых как в рабочих, так и в аварийных режимах. Основные воздействия — средний и эффективный токи, периодическое запираемое напряжение — заданы видом схемы и действующими в ней токами и напряжениями. Уровни дополнительных воздействий — скорости нарастания и спада тока при коммутации, амплитуды и длительности непериодического аварийного тока, амплитуд и скоростей нарастания периодических и непериодических всплесков напряжения — при выборе вида и типа СПП задают по отношению к основным воздействиям на основании коэффициентов, характерных для определенных видов ПУ. Задачами данной главы являются выбор схем и параметров элементов ограничительных устройств и обоснование технических требований к элементам и способам их монтажа, методов проверки соответствия этих элементов техническим требованиям, методов контрольных расчетов для определения уровней воздействий при наличии данных ограничительных устройств и их влияния на технико-экономические показатели ПУ. Рассмотрены также особенности выбора и включения элементов при групповом соединении диодов и тиристорov. Даны примеры расчетов.

Введение устройств, предназначенных для ограничения одного вида воздействия, влияет как на уровни других воздействий, так и на протекание электромагнитных процессов в схеме и на характеристики преобразовательной установки (табл. 5.1). Следовательно, при выборе параметров ограничительных устройств необходимо вести проверку их эффективности по всем воздействиям и по их влиянию на процессы в схеме ПУ.

Целесообразно вести выбор схем и расчет параметров элементов ограничительных устройств в последовательности, приведенной на рис. 5.1.

5.2. ВЫБОР ВИДА И РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ ОГРАНИЧЕНИЯ АВАРИЙНОГО ТОКА

Наличие такого токоограничивающего фактора, как индуктивность рассеяния силового трансформатора и питающей сети, автоматических быстродействующих выключателей (механических или электронных), быстродействующих предохранителей или шунтирующих аварийные токи устройств, было уже учтено при выборе вида и типономинала СПП. Если же в процессе проектирования будет признано целесообразным снижение амплитуды аварийного тока, то в силовые цепи источника питания следует ввести линейные реакторы.

Таблица 5.1. Влияние на параметры СПП и ПУ введения ограничительных

Параметры элементов оценивающих устройств		Влияние на условия работы и характеристики			
		I_{ab}	$+U_{AK}$	Q_{rr}	dU_{AK}/dt
Линейный реактор L	↑	↓	↑	↓	↓
Насыщающийся реактор t_{cr}	↑	—	—	↓	↓
Конденсатор C	↑	0	↓	↓	↓
Сопротивление R	↑	0	↑	↓	↑

Примечание. ↑ — увеличение; ↓ — уменьшение; — — слабое влия

Рассмотрим схему установки, показанную на рис. 5.2. Индуктивность $L_{p,ф}$ реакторов на стороне переменного напряжения

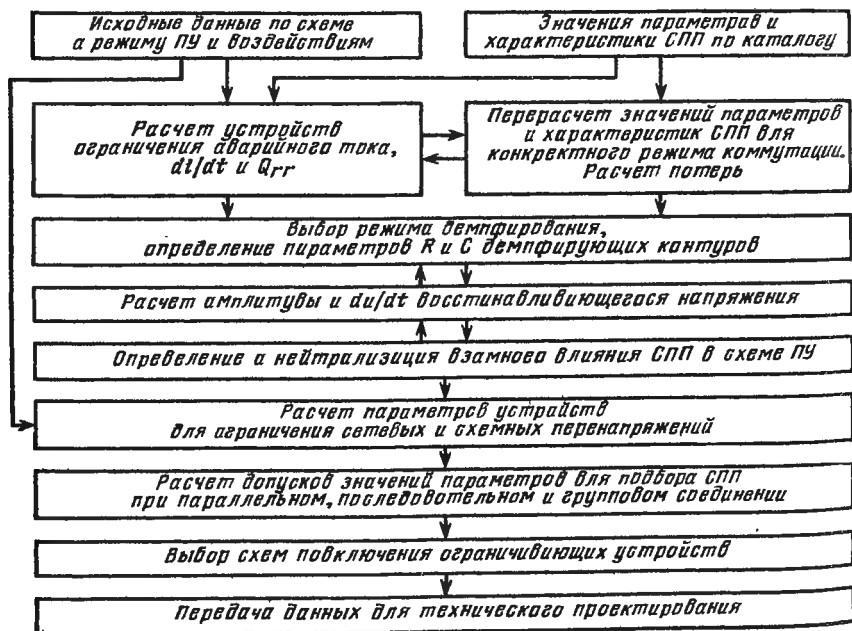


Рис. 5.1. Рекомендуемая последовательность выбора схем и расчета параметров элементов ограничительных устройств

СПП		Влияние на характеристики ПУ			
$-U_{AK}$	$di_{A/dt}$	КПД	Жесткость внешней характеристики	Резонансные колебания	Высокочастотные помехи
↓	↓	↓	↓	↑	↓
—	↓	↓	—	↑	—
↓	↑	↓	0	↑	↓
↑	—	↓	0	↓	—

ние; 0 — не оказывает влияния.

определяется по формуле

$$L_{p.\phi} = \frac{1,6 U_M}{I_M \omega} k_{tr}^2 - L_c - L_{p.tr}, \quad (5.1)$$

где $L_{p.\phi}$ — индуктивность реактора, включаемого в цепь каждой фазы на стороне переменного напряжения, Гн; U_M — амплитуда фазового напряжения на стороне СПП, В; I_M — допустимая для СПП амплитуда аварийного тока синусоидальной формы при данных длительности и частоте, А; ω — угловая частота переменного напряжения сети, c^{-1} ; L_c — индуктивность фазы сети, Гн; k_{tr} — коэффициент трансформации силового трансформатора (СТ); $L_{p.tr}$ — индуктивность рассеяния СТ, Гн.

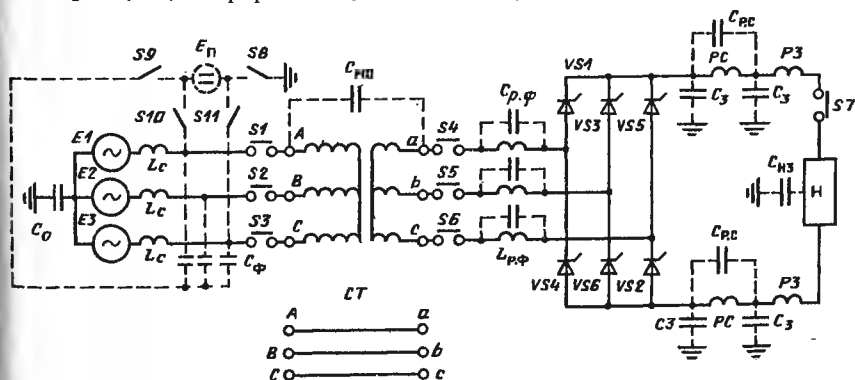


Рис. 5.2. Схема типичной преобразовательной установки

При ограничении аварийного тока, протекающего от генеративной нагрузки или от параллельно работающих агрегатов,

$$L_d = \frac{U_d t_s^{3/2}}{(\int i_s^2(t) dt)^{1/2}}, \quad (5.2)$$

где L_d — индуктивность в цепи постоянного тока, Гн; U_d — выпрямленное напряжение, В; t_s — длительность аварийного процесса (время срабатывания выключателя S_7 — см. рис. 5.2), с; $\int i_s^2(t) dt$ — допустимое для СПП значение интеграла квадрата тока, протекающего в течение времени t_s , $A^2 \cdot c$.

Для выпрямителя, работающего на заряд конденсаторной батареи с емкостью C_6 ,

$$L'_d = \frac{U_d^2 C_6}{I_{SM(t)}^2}, \quad (5.3)$$

где L'_d — индуктивность в цепи заряда конденсатора, Гн; $I_{SM(t)}$ — амплитуда аварийного тока, допустимого для СПП, на интервале $t = \pi \sqrt{L_k C_6}$, с.

Индуктивности оказывают существенное влияние на вольт-амперные внешние характеристики выпрямителей и на режим работы инверторов. В ряде случаев требуется перерасчет.

Введение индуктивностей необходимо также для эффективной защиты СПП от перенапряжений, поступающих из сети или от нагрузки (см. § 5.4).

Пример 5.1. Пусть необходимо ограничить аварийный ток со стороны переменного напряжения преобразовательной установки. Дано:

$$U_M = 1200 \text{ В}; I_{SM} = 6000 \text{ А}; k_{тр} = 1; L_c + L_{p.тр} \cong 0.$$

Надо определить $L_{p.ф}$.

Решение. Подставляя в (5.1), получаем

$$L_{p.ф} = 1,6 \cdot 1200 / (6000 \cdot 314) = 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Пример 5.2. Пусть надо ограничить аварийный ток со стороны регенеративной нагрузки. Дано:

$$U_d = 1000 \text{ В}; t_s = 2 \cdot 10^{-2} \text{ с}; \int i^2(t) dt = 180\,000 \text{ А}^2 \cdot \text{с}.$$

Надо определить L_d .

Решение. Согласно (5.2)

$$L_d = 1000 (2 \cdot 10^{-2})^{3/2} / (180\,000)^{1/2} = 0,67 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Пример 5.3. Пусть надо ограничить аварийный ток емкостной нагрузки. Дано:

$$U_d = 1000 \text{ В}; C_6 = 2500 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}; I_{SM} = 6000 \text{ А}.$$

Надо определить L'_d .

Решение. Согласно (5.3)

$$L'_d = 1000^2 \cdot 2500 \cdot 10^{-6} / 6000^2 = 0,7 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$t_s = 3,14(0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 2500 \cdot 10^{-6})^{1/2} = 4,15 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

5.3. ОГРАНИЧЕНИЕ КОММУТАЦИОННЫХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ НА СПП

Физические процессы в структуре СПП. Выбор схемы подключения и расчет параметров элементов ограничительных устройств помимо выполнения формальных требований следует проводить с полным пониманием и учетом физических явлений, происходящих в структуре СПП при выключении [5.1].

На рис. 5.3, а показаны типичные кривые тока и напряжения при выключении СПП (диода или тиристора) за счет изменения полярности коммутирующего напряжения. Из-за наличия в цепи индуктивности изменение направления тока i_A происходит не мгновенно, а в течение определенного интервала времени t_k . Ток i_A спадает со скоростью $di_A/dt = U_k/L_k$.

Поскольку t_k имеет порядок 10^{-3} с, а процесс выключения СПП равен $10^{-5} - 10^{-4}$ с, принято, что на интервале выключения СПП

$$u_k = U_k = \text{const.}$$

Рисунок 5.3, б иллюстрирует распределение концентрации неосновных носителей в n -базе структуры СПП. Предполагается экспоненциальное распределение акцепторной примеси N_A в p -области структуры (слева от нулевой линии совпадающей с p - n переходом), слабая концентрация донорной примеси N_D в широкой базе справа от p - n перехода и резкий переход к зоне с большой концентрацией n^+ донорной примеси справа от границы, обозначенной W .

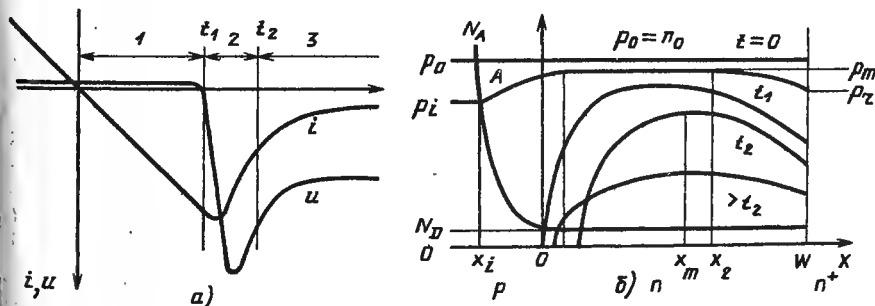


Рис. 5.3. Процессы при выключении СПП:

а — ток i и напряжение u на интервале выключения диода или тиристора; б — распределение концентраций дырок в структуре диода или тиристора в процессе выключения

В момент t_0 перехода прямого тока i_A через нуль в n -области структуры концентрация дырок p_0 равна концентрации электронов n_0 . После t_0 начинается выключение СПП, что иллюстрирует рис. 5.3, б.

Процесс выключения СПП можно разбить на три интервала [5.1].

Интервал 1 начинается от пересечения током i_A нуля при $t=0$ и заканчивается тогда, когда p - n переход очищен от избыточных носителей, т. е. когда концентрация p_i (рис. 5.3, б) на левой границе ($x=0$) структуры становится равной концентрации основных носителей N_D . Предполагается, что граничная концентрация справа не достигает N_D и что распределение концентрации ограничено по верхнему пределу. Обратный ток i_{rr} нарастает линейно, и падение напряжения на p - n переходе остается малым и почти постоянным при определенных условиях (большой обратный ток, слаболегированная n -база).

По мере нарастания обратного тока увеличивается градиент концентрации dp/dx накопленного заряда дырок на границах n -базы. На левой границе

$$\left(\frac{dp}{dx}\right)_1 = \frac{j_{pR}}{2qD_p};$$

на правой границе

$$\left(\frac{dp}{dx}\right)_2 = \frac{j_{pR}\mu_p}{2qD_p\mu_n},$$

где x — координата; j_{pR} — плотность дырочного обратного тока ($j_{pR} = \frac{1}{2S} I_{rr}$, где S — площадь структуры), А/см²; q — заряд носителя ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл); D_p — коэффициент диффузии дырок (12,5 см²/с для Si); μ_p — подвижность дырок [500 см²/(с·В) для Si]; μ_n — подвижность электронов [1200 см²/(с·В) для Si].

При $t=0$ ток не протекает, распределение плотности дырок характеризуется прямой линией p_0 . Затем начинает протекать возрастающий обратный ток. Как следует из вышенаписанных уравнений, градиент концентрации дырок на границах n -базы должен увеличиваться с ростом обратного тока.

Это видно из диаграммы рис. 5.3, б, где градиент концентрации показан наклоном кривых распределения плотности остаточного заряда. Градиент концентрации возрастает в ходе процесса от p_m до p_L слева и от p_m до p_r справа.

В центральной части структуры концентрация снижается от p_0 до p_m вследствие рекомбинации по закону

$$p = p_0 \exp(-t/\tau_{rr}), \quad \tau_{rr} \approx \tau_{rr}.$$

В момент t_1 градиент концентрации слева достигает максимума; этот момент соответствует амплитудному значению

обратного тока I_{rr} . На границе между n - и n^+ -областями снижение концентрации p_r и рост градиента $(dp/dx)_R$ идут медленнее и не достигают критических значений.

Поскольку градиент концентрации на левой границе n -области достиг максимума, возрастание обратного тока прекращается. Интервал 1 выключения СПП заканчивается.

Интервал 2 начинается в момент t_1 и характеризуется спаданием обратного тока и быстрым нарастанием обратного напряжения, равного $U_k - L(di_{rr}/dt)$ (ток падает, di_{rr}/dt отрицательно). В течение 2-го интервала происходит дальнейшее снижение концентрации в центральной части за счет рекомбинации и на границах вследствие диффузии. Поскольку максимальная концентрация в средней части убывает, соответственно становится короче часть области, характеризующейся линейной концентрацией дырок, при этом граница области накопленного заряда отодвигается от p - n перехода (рис. 5.3, б, кривая t_2).

Область, занимаемая накопленным зарядом и содержащая достаточно высокие концентрации электронов и дырок, обладает высокой проводимостью, и падение напряжения в ней, связанное с протеканием через нее обратного тока, мало. Таким образом, все напряжение, возникающее на структуре СПП, прикладывается к относительно узкому зазору между p - n переходом и левой границей области объемного заряда. Здесь могут возникнуть большие градиенты электрического поля, ведущие к лавинному пробое и смыканию обедненной области с областью объемного заряда, при этом в относительно тонкой области выделяется значительная мощность $P_{\text{пот}} = u_{rr}i_{rr}$, выделение которой может концентрироваться на отдельных участках площади структуры. Это может повести к повреждению СПП, несмотря на то, что мгновенное значение напряжения u_{rr} в этот момент значительно ниже классификационного напряжения данного прибора.

Быстродействующие СПП, имеющие меньший накопленный заряд, а также приборы с лавинной характеристикой, обладающие более равномерным распределением обратного тока, имеют повышенную стойкость к быстрому нарастанию обратного напряжения при наличии остаточного заряда [5.7].

Когда начало спада концентрации носителей совпадает с максимумом концентрации остаточных носителей, т. е. линейная часть в области максимальной концентрации исчезает, интервал 2 выключения СПП заканчивается.

Интервал 3 является окончанием периода выключения. Поскольку начало возникновения градиента носителей совпадает с максимальным значением концентрации носителей (рис. 5.3, кривая $> t_2$), уменьшение концентрации носителей теперь непосредственно ведет к снижению градиента концентрации

и ограничению обратного тока. Вместе с тем область накопленного заряда под действием электрического поля передвигается к *p-n* переходу.

В случае небольших скоростей спадающего прямого тока и для тонких структур СПП интервал 2 может отсутствовать, т. е. интервал 3 наступает непосредственно после 1-го.

Анализ физических явлений в структуре СПП при выключении позволяет сделать следующие выводы, существенные при проектировании ограничительных устройств:

1) наличие накопленного заряда неосновных носителей влияет на вентильные свойства СПП. Приложение крутонарастающего обратного напряжения при наличии заряда неосновных носителей, например при быстрой коммутации или при поступлении перенапряжения обратного знака на интервале протекания прямого тока, может вести к пробоем структуры СПП. Вероятность повреждения зависит от длительности приложения импульса напряжения, при микросекундных длительностях пробой не наступает. Быстродействующие и лавинные СПП более устойчивы к данному воздействию.

При применении низкочастотных СПП следует учитывать не только амплитуду обратного восстанавливающегося напряжения, но и скорость его нарастания. Здесь предпочтительными являются резонансные демпфирующие контуры с затуханием, обеспечивающим к моменту следующей коммутации снижение амплитуды колебаний до 5—10% исходного значения.

Применение апериодических *RC*-контуров целесообразно для быстродействующих СПП. В этом случае достигается большее снижение амплитуды восстанавливающегося напряжения, но имеет место крутое нарастание напряжения на фронте;

2) несмотря на то что в течение интервала 1 не выделяется значительных потерь в структуре СПП, на этом интервале происходит накопление энергии в индуктивности контура коммутации. Эта энергия выделяется в структуре прибора в течение интервалов 2 и 3.

Энергия, выделяющаяся в структуре СПП за один цикл без учета действия демпфирующей *RC*-цепи, определяется

$$\begin{aligned} W &= \int_{t_2}^{\infty} (U_k - L di_{rr}/dt) i_{rr} dt = \int_{t_2}^{\infty} U_k i_{rr} dt - \int_{t_2}^{\infty} L di_{rr}/dt i_{rr} dt = \\ &= U_k Q''_{rr} + L \int_{t_2}^0 i_{rr} di_{rr} = U_k Q''_{rr} + \frac{LI_{rr}^2}{2} = U_k Q''_{rr} + \int_0^{t_1} U_k i_{rr} dt = \\ &= U_k (Q''_{rr} + Q'_{rr}) = U_k Q_{rr}, \end{aligned} \quad (5.4)$$

где Q_{rr} — накопленный заряд СПП.

Мощность потерь при этом

$$P = Wf,$$

где f — частота коммутации;

3) падение напряжения в области $n-n^+$ перехода относительно мало и может рассматриваться как постоянное (около 0,5 В). Это видно из кривых распределения концентрации остаточного заряда, которые показывают, что концентрация в первой части структуры снижается значительно медленнее, чем в левой, у $p-n$ перехода. Поэтому рассмотренный процесс выключения СПП может быть отнесен как к диодам, так и тиристорам;

4) в случае работы СПП на повышенных частотах энергия, выделяющаяся в структуре СПП на интервалах выключения, может быть значительно выше допустимой для данного прибора, даже при использовании специальных быстродействующих СПП с относительно меньшим зарядом.

Необходимо иметь в виду не только усредненную мощность потерь, но и энергию, выделяющуюся при каждом цикле работы прибора.

Соответствующие данные, приводимые в информационных материалах, показывают, что в подавляющем большинстве случаев необходимо принимать меры по ограничению выделяющихся потерь и электрических воздействий на приборы.

Возможны следующие методы ограничения динамических воздействий:

уменьшение токовой нагрузки СПП — снижение I'_A до I''_A , при этом потери включения уменьшаются пропорционально снижению тока, накопленный заряд уменьшается примерно пропорционально $(I''_A/I'_A)^{0,4}$ и пропорционально $(di/dt''/di/dt')^{0,6}$, а потери от протекания прямого тока — как $(I''_A/I'_A)^{3/2}$. Снижение общих потерь выражается эмпирической зависимостью

$$\frac{W_2}{W_1} = \left(\frac{I''_A}{I'_A} \right)^{0,6} \left(\frac{di/dt''}{di/dt'} \right)^{0,6};$$

уменьшение напряжения U_k , например за счет увеличения числа последовательно соединенных СПП, при этом накопленный остаточный заряд не изменяется, а энергия потерь уменьшается как

$$\frac{W_2}{W_1} = \frac{U''_k}{U'_k};$$

использование RC -контуров, подключаемых к приборам. Здесь может быть достигнуто снижение энергии, выделяющейся при выключении, на 40—60%. Вместе с тем растут потери включения в общие потери энергии в схеме ПУ. Могут также возникать нежелательные резонансные явления;

снижение di/dt , при этом накопленный заряд уменьшается согласно формуле

$$Q''_r = Q'_{rr} [di/dt'' / di/dt']^{0,6} \quad (5.5)$$

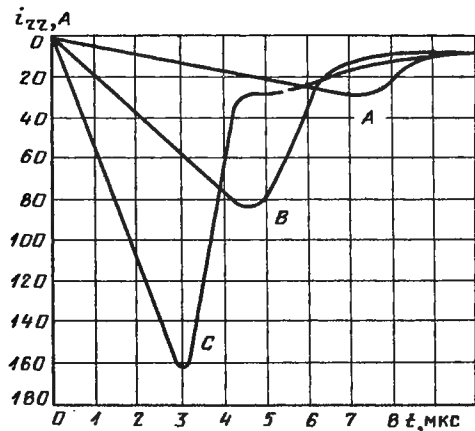


Рис. 5.4. Обратный ток тиристора при различных di/dt :

$A - di/dt = 5 \text{ А/мкс}$; $B - di/dt = 20 \text{ А/мкс}$;
 $C - di/dt = 60 \text{ А/мкс}$

заряд, соответствующий току I_A и рабочему di/dt ; $t_{ст}$ — время ступени тока, создаваемой насыщающимся реактором; $I_{ст(AV)}$ — средний ток ступени; t''_{rr} — время рассасывания, соответствующее току

$$I_A \text{ и } di/dt = I_{СТМ}/t_{СТ}^*.$$

При отсутствии в информационных материалах данных для имеющего место режима может быть использована аппроксимация:

$$t''_{rr} = t'_{rr} \left(\frac{di/(dt \ t_{СТ})}{I_{СТМ}} \right)^{0,4} \left(\frac{I'_A}{I''_A} \right)^{0,1}. \quad (5.7)$$

Получение исходных данных для выбора схем и расчета параметров элементов устройств ограничения коммутационных перенапряжений, создаваемых СПП. На рис. 5.4 показаны осциллограммы токов при выключении диода для различных di/dt . Видно возрастание амплитудного значения обратного тока I_{rr} при увеличении di/dt прямого тока.

На рис. 5.5 пояснены приводимые в информационных материалах данные по динамическим характеристикам процесса выключения СПП.

Обратный ток аппроксимируется прямой линией, проводимой через точки $0,9$ и $0,25 I_{rr}$. Время обратного восстановления t_{rr} выражается отрезком, заключенным между пересечениями оси абсцисс спадающим прямым током и линией, аппроксимирующей обратный ток. Площадь треугольника, образован-

и соответственно снижаются потери;

введение в цепи СПП реакторов с насыщающимися магнитопроводами.

Это является наиболее эффективным средством уменьшения остаточного накопленного заряда. Для расчета накопленного заряда к моменту возникновения обратного напряжения на СПП может быть использовано соотношение

$$Q''_{rr} = Q'_{rr} \exp(-t_{СТ}/t''_{rr}) - I_{СТ(AV)} t_{СТ}, \quad (5.6)$$

где Q'_{rr} — накопленный

заряд, соответствующий току I_A и рабочему di/dt ; $t_{СТ}$ — время ступени тока, создаваемой насыщающимся реактором; $I_{СТ(AV)}$ — средний ток ступени; t''_{rr} — время рассасывания, соответствующее току

* Полагаем, что $i_{СТ}$ линейно нарастает от 0 до $I_{СТМ}$, а $I_{СТ(AV)} = 1/2 I_{СТМ}$.

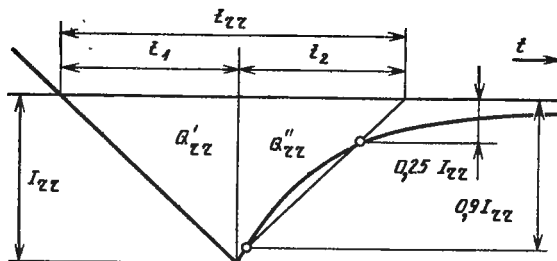


Рис. 5.5. Способ аппроксимации кривой обратного тока

ного линией обратного тока, нарастающего от 0 до I_{rr} , линией аппроксимации и отрезком оси абсцисс, выражает величину накопленного заряда:

$$Q_{rr} = Q'_{rr} + Q''_{rr}.$$

По этим данным могут быть определены и остальные характерные величины:

$$I_{rr} = \frac{2Q_{rr}}{t_{rr}};$$

$$t_1 = \frac{I_{rr}}{di_A/dt};$$

$$t_2 = t_{rr} - t_1.$$

В информационных материалах приводят зависимости Q_{rr} и t_{rr} от di_A/dt и I_A . Если зависимости Q_{rr} и t_{rr} от I_A не приведены, то можно принять аппроксимацию (для малых di_A/dt и I_A), что величины накопленного заряда $Q_{rr\phi}$, Кл, и времени $t_{rr\phi}$, с, равны

$$Q_{rr\phi} = Q_{rr} \left(\frac{I_A}{I_M} \right)^{0,4} \left(\frac{di_A/dt}{di_M/dt} \right)^{0,6};$$

$$t_{rr\phi} = t_{rr} \left(\frac{di_M/dt}{di_A/dt} \right)^{0,4} \left(\frac{I_A}{I_M} \right)^{0,1},$$

где I_A — фактическое значение тока за время $2t_{rr}$ перед переходом через нуль, А; I_M — значение классифицированного тока, при котором проведены измерения справочных данных, А.

При проведении расчетов параметров ограничительных устройств и определении мощности потерь в СПП используют следующие зависимости накопленного заряда Q_{rr} и обратного тока i_{rr} от времени:

$$Q_{rr} = Q_0 \exp(-t/t_{rr}),$$

где Q_0 — накопленный заряд при $t=0$, и

$$i_{rr} = I_{rr} \exp \left(-\frac{t-t_1}{\tau_i} \right)$$

на интервале от момента достижения обратным током максимального значения $(t-t_1)$ до конца приложения обратного напряжения.

Значение τ_i определяется следующим образом (см. рис. 5.5). Координаты точек пересечения экспоненциальной кривой спадающего обратного тока с аппроксимирующей прямой равны:

$$x = t/\tau_i; \quad y = i_{rr}/I_{rr}; \quad x = 0,1; \quad x = 1,39; \quad y = -0,9; \quad y = -0,25.$$

Уравнение прямой, проходящей через эти точки, имеет вид

$$\frac{x-x_1}{x_2-x_1} = \frac{y-y_1}{y_2-y_1}.$$

Подставляя числовые значения, получаем

$$\frac{x-0,1}{1,39-0,1} = \frac{y+0,9}{-0,25+0,9}$$

при $y=0$; $x=1,89$.

Откуда

$$\tau_i = t_2/1,89 = 0,53t_2.$$

Остаточный заряд Q_{rr} неосновных носителей ведет к протеканию динамического обратного тока I_{rr} , при спадаании которого возникают перенапряжения с выделением дополнительной энергии в структуре СПП. Необходимость ограничения Q_{rr} возникает главным образом при использовании СПП на повышенных частотах, а также при «жесткой» коммутации с большим di_A/dt . Эффективным методом уменьшения остаточного заряда при сохранении характера коммутации является введение в силовую цепь СПП реактора с насыщающимся магнитопроводом, при этом ток спадает с высокой скоростью до нуля и с такой же скоростью нарастает обратный ток до $I_{ст}$ (тока намагничивания магнитопровода), потом ток медленно нарастает в течение времени $t_{ст}$ до $I''_{ст}$ тока перемагничивания (образуется «ступенька» тока), а затем нарастает также в обратном направлении с прежней скоростью di_A/dt . Поскольку за время $t_{ст}$ произойдет существенное уменьшение накопленного заряда за счет рекомбинации, действующий накопленный заряд $Q_{rr\phi}$ и обратный ток $I_{rr\phi}$ будут намного меньше, чем при отсутствии насыщающихся реакторов (см. рис. 5.4 и 5.6).

Значение $Q_{rr\phi}$ можно определить по формуле

$$Q_{rr\phi} = Q_{rr} \exp \left(-\frac{t_{ст}}{t_{\pi}} \right) - I_{ст(AV)} t_{ст},$$

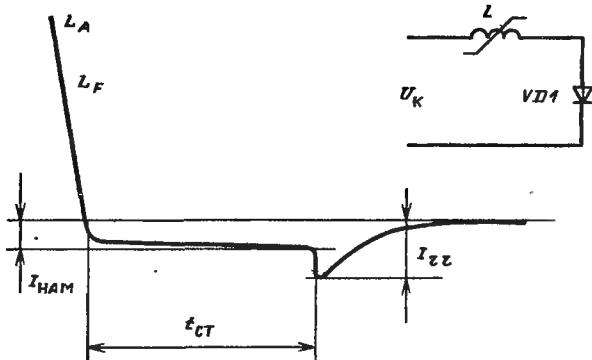


Рис. 5.6. Обратный ток тиристора при наличии насыщающегося реактора в цепи тока

где Q_{rr} — остаточный заряд для данных di/dt и I_A (по каталогу); t_{rr} — время восстановления (по каталогу); $t_{ст}$ — длительность ступени;

$$I_{ст(AV)} = \frac{1}{2} (I'_{ст} + I''_{ст})$$

— ток ступени реактора (среднее значение).

Значения обратного тока $I_{rr\phi}$ и $i_{rr\phi}$ определяются выражениями

$$i_{rr\phi} = I_{rr\phi} \exp \left(-\frac{t - t_1 - t_{ст}}{\tau_i} \right),$$

где $I_{rr\phi} = 2Q_{rr\phi}/1,89\tau$; $\tau = 0,53t_2$;

$$t_2 = t_{rr} - t_1;$$

$$t_1 = I_{rr}/(di_A/dt);$$

$$I_{rr} = 2Q_{rr}/t_{rr}.$$

Расчет параметров элементов устройств ограничения коммутационных перенапряжений, создаваемых СПП. На рис. 5.7 приведена эквивалентная схема для расчета перенапряжений, возникающих при коммутации вентилей, и выбора параметров ограничительных устройств. Схема моделирует электромагнитные процессы в вентильном плече преобразовательной установки на интервале от перехода тока вентиля через нуль до прекращения динамического обратного тока.

На рис. 5.7 источник напряжения U_K воспроизводит коммутирующее напряжение силовой схемы преобразователя на интервале протекания динамического обратного тока вентиля. Поскольку время протекания обратного тока имеет порядок $10^{-6} - 10^{-5}$ с, можно принять, что коммутирующее напряжение

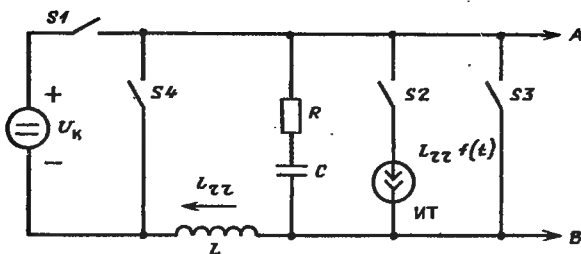


Рис. 5.7. Схема замещения для электромагнитных процессов при выключении тиристора

на данном интервале не изменяется, и представить его источником постоянного напряжения U_k . В большинстве случаев следует принимать

$$U_k = U_{\max},$$

поскольку имеется вероятность работы установки в режиме коммутации при максимуме питающего напряжения $U_{\max}$.

Для нерегулируемых выпрямителей переменного напряжения U_k определяется как

$$U_k = U_{\max} \sin \gamma;$$

где γ — угол коммутаций при максимальном токе (в том числе и при всех возможных аварийных процессах).

Индуктивность L представляет собой сумму индуктивностей контура коммутации:

$$L = 2L_c + 2L_{p.тр} + 2L_{p.ф} + L_d,$$

где L_c — индуктивность одной фазы питающей сети; $L_{p.тр}$ — индуктивность рассеяния силового трансформатора; $L_{p.ф}$ — индуктивность дополнительных реакторов (все индуктивности отнесены к стороне преобразователя); L_d — индуктивность делителей тока; R — сопротивление.

На рис. 5.7 введенные обозначения соответствуют: C — емкость устройства ограничения перенапряжений; ИТ — источник тока, спадающего по экспоненциальному закону, воспроизводящий протекание обратного тока СПП.

$$i_{rr} = I_{rr} \exp \left(-\frac{t'}{\tau_i} \right),$$

где τ_i — постоянная времени, характеризующая скорость спада i_{rr} ; $t' = 0$ при $t = t_2$.

Отметим, что $S1$ – $S4$ (рис. 5.7) — идеальные ключи, действием которых воспроизводятся режимы работы СПП при коммутации.

Режим коммутации СПП воспроизводится следующим образом:

1. Протекание неограниченного СПП обратного тока: $S1$ и $S3$ замкнуты, $t'_0 < t' < t'_1$.

2. Протекание спадающего обратного тока: $S1$ и $S2$ замкнуты, $S3$ и $S4$ разомкнуты, $t' > t'_1$.

В момент t_1 , когда i_{rr} достигает заданного значения I_{rr} , замыкается $S2$ и размыкается $S3$. Напряжение U_{AK} , прикладываемое к СПП, возникает между точками A и B при $i_{rr} = I_{rr} \exp(-t/\tau)$, $t = t' - t'_1$.

Для периодического процесса RC -контура

$$u_{AK} = U_k + (A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t) \exp(-bt) + D_1 \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right), \quad (5.8)$$

где

$$A_1 = U_k \frac{b}{\omega} + I_{rr} \frac{R\tau_i + 2L - R^2C}{2\omega(\tau_i^2 - RC\tau_i + LC)};$$

$$B_1 = -U_k - I_{rr} \frac{L\tau_i - RLC}{(\tau_i^2 - RC\tau_i + LC)};$$

$$D_1 = I_{rr} \frac{L\tau_i - RLC}{(\tau_i^2 - RC\tau_i + LC)};$$

$$b = R/2L;$$

$$\omega = \sqrt{1/LC - b^2}.$$

При этом

$$R^2C/4L < 1.$$

Если предположить резкое спадание обратного тока ($\tau_i = 0$), то выражение воздействующего на вентили напряжения примет вид

$$u_{AK} = U_k + (A'_1 \sin \omega t + B'_1 \cos \omega t) \exp(-bt), \quad (5.9)$$

где $A'_1 = U_k \frac{b}{\omega} + I_{rr} \left(\frac{1}{C\omega} - \frac{Rb}{\omega} \right);$

$$B'_1 = -U_k + I_{rr}R.$$

Задавая конкретными значениями R и C , можно построить кривые напряжения на СПП при спадании обратного тока.

На рис. 5.8 показана зависимость относительной емкости конденсатора демпфирующего контура от принимаемого коэффициента U_M/U_k допустимых перенапряжений. Возрастание требуемой емкости RC -контура при стремлении ограничить перенапряжения необходимо иметь в виду при выборе класса напряжения применяемого СПП.

При аперiodическом процессе

$$R^2C/4L > 1;$$

$$U_{\text{AK}} = U_{\text{к}} + [A_2 \exp(\lambda t) + B_2 \exp(-\lambda t)] \exp(-bt) + D_2 \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right), \quad (5.10)$$

где

$$A_2 = U_{\text{к}} \left(\frac{R}{4\lambda L} - \frac{1}{2} \right) + I_{rr} \left(\frac{R\tau_i + 2L - R^2 C}{4\lambda(\tau_i^2 - RC\tau_i + LC)} - \frac{L\tau_i - RLC}{2(\tau_i^2 - RC\tau_i + LC)} \right);$$

$$\lambda = \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}};$$

$$B_2 = -U_{\text{к}} \left(\frac{R}{4\lambda L} + \frac{1}{2} \right) - I_{rr} \left(\frac{R\tau_i + 2L - R^2 C}{4\lambda(\tau_i^2 - RC\tau_i + LC)} + \frac{L\tau_i - RLC}{2(\tau_i^2 - RC\tau_i + LC)} \right);$$

$$D_2 = I_{rr} \frac{L\tau_i - RLC}{\tau_i^2 - RC\tau_i + LC}.$$

При апериодическом процессе необходимо определять не только максимальное значение напряжения $U_{rr \max}$, но и скорость его нарастания на фронте dU_{AK}/dt .

Дифференцируя (5.10), получаем

$$du_{\text{AK}}/dt = A_2(-b + \lambda) \exp(-b + \lambda)t + B_2(-b - \lambda) \exp(-b - \lambda)t - \frac{D}{\tau_i} \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right). \quad (5.11)$$

При $t=0$

$$|du_{\text{AK}}/dt|_{t=0} = A_2(-b + \lambda) + B_2(-b - \lambda) - \frac{D}{\tau_i}. \quad (5.12)$$

Граничный режим RC-контура

$$R^2 C / 4L = 1;$$

$$u_{\text{AK}} = U_{\text{к}} + (A_3 + B_3) \exp(-bt) + D_3 \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right); \quad (5.13)$$

$$A_3 = -U_{\text{к}} - I_{rr} \frac{L\tau_i - RLC}{\tau_i^2 - RC\tau_i + LC};$$

$$B_3 = U_{\text{к}} + I_{rr} \frac{2L\tau - RLC}{2(\tau_i^2 - RC\tau_i + LC)};$$

$$D_3 = I_{rr} \frac{L\tau_i RLC}{\tau_i^2 - RC\tau_i + LC}.$$

Уравнения (5.8) и (5.10) решались на ЭВМ при подстановке различных значений R , C и τ_i , и определялись относительные значения $U_{\max}/U_{\text{к}}$. На основании полученных данных построены

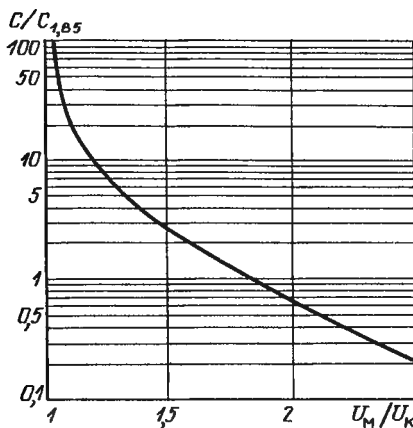


Рис. 5.8. Зависимость относительной емкости конденсатора демпфирующего контура от коэффициента ограничения всплеска обратного напряжения

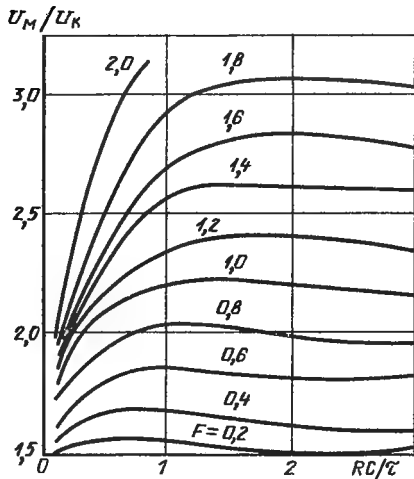


Рис. 5.9. Кривые для выбора параметров демпфирующих RC -контуров при колебательном процессе демпфирования ($F = RI_{rr}/U_K$, $bRC = 0,2$)

графики, показанные на рис. 5.9 (для периодического режима) и 5.10 (для аperiodического и граничного режимов) [5.2, 5.4].

Зная значение U_{RRM}/U_K , можно определить ориентировочно значение F для выбранного СПП (для периодического и аperiodического режимов), а по нему выбрать примерные значения R и C , соответствующие I_{rr} и τ_{rr} данного СПП (значение RC/τ_i выбирается в пределах 1—5).

По выбранным значениям R и C определяется максимальное значение обратного напряжения с использованием выражений (5.8) или (5.9), (5.10).

Поскольку расчет режима работы СПП производится по шести величинам (L , U_K , R , C , I_{rr} , τ_i), которые взаимно нелинейно влияют друг на друга, а графики содержат только три связи, первоначально выбранные значения могут не совпадать с требуемыми или не быть оптимальными.

Поэтому необходимы расчеты фактических величин U_M с постепенным приближением к желаемому результату в дальнейшем.

Ход расчета RC -контуров поясняется примерами.

Пример 5.4. Рассматривается низкочастотная схема с низкочастотными СПП. Здесь выбран периодический режим RC -контура, при котором обеспечивается постепенное нарастание обратного напряжения.

В трехфазной мостовой схеме использован низкочастотный тиристор Т-400.

Дано:

$$U_{\kappa} = 1200 \text{ В}; I_A = 900 \text{ А}; L_{\text{пф}} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$L = 10^{-3} \text{ Гн}; di/dt = U_{\kappa}/L = 1200/10^{-3} = 1,2 \text{ А/мкс.}$$

Классификационные данные тиристора:

$$U_{\text{DRM}} = U_{\text{RRM}} = 2400 \text{ В};$$

$$I_{\text{T(AV)}} = 300 \text{ А}; I_{\text{TM}} = 900 \text{ А};$$

$$Q_{rr} = 1200 \text{ мкКл при } I_{\text{T}} = 400 \text{ А};$$

$$t_{rr} = 25 \text{ мкс при } di/dt = 5 \text{ А/мкс.}$$

Решение. Данные тиристора, пересчитанные для заданного режима работы (5.5), (5.7), следующие:

$$Q_{rr\Phi} = Q_{rr} \left(\frac{I_A}{I_T} \right)^{0,4} \left(\frac{di_A/dt}{di_T/dt} \right)^{0,6} = 1200 \left(\frac{900}{400} \right)^{0,4} \left(\frac{1,2 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^6} \right)^{0,6} = \\ = 1200 \cdot 1,38 \cdot 0,424 = 702 \cdot 10^{-6} \text{ Кл};$$

$$t_{rr\Phi} = t_{rr} \left(\frac{di_A/dt}{di_T/dt} \right)^{0,4} \left(\frac{I_A}{I_T} \right)^{0,1} = 25 \cdot 10^6 \left(\frac{5 \cdot 10^6}{1,2 \cdot 10^6} \right)^{0,4} \left(\frac{900}{400} \right)^{0,1} = \\ = 25 \cdot 10^{-6} \cdot 1,77 \cdot 1,08 = 48 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Определяем мощность потерь выключения:

$$P_{\text{выкл}} = Q_{rr\Phi} U_R f = 702 \cdot 10^{-6} \cdot 1200 \cdot 50 = 42 \text{ Вт.}$$

Определяем I_{rr} :

$$I_{rr} = 2Q_{rr}/i_{rr\Phi} = 2 \cdot 702 \cdot 10^{-6} / (48 \cdot 10^{-6}) = 30 \text{ А.}$$

Определяем t_1 :

$$t_1 = \frac{I_{rr}}{di_a/dt} = \frac{30}{1,2} = 25 \text{ мкс.}$$

Находим t_2 :

$$t_2 = t_{rr\Phi} - t_1 = (48 - 25) \cdot 10^{-6} = 23 \text{ мкс.}$$

Определяем τ_i :

$$\tau_i = 0,53 t_2 = 0,53 \cdot 23 = 12,2 \text{ мкс.}$$

Определяем соотношение

$$U_{\text{RRM}}/U_{\kappa} = 2400/1200 = 2.$$

По графику, приведенному на рис. 5.10, выбираем F :

$$F = RI_{rr}/U_{\kappa} = 0,8.$$

Рассчитываем R :

$$R = FU_{\kappa}/I_{rr} = 0,8 \cdot 1200/30 = 30 \text{ Ом.}$$

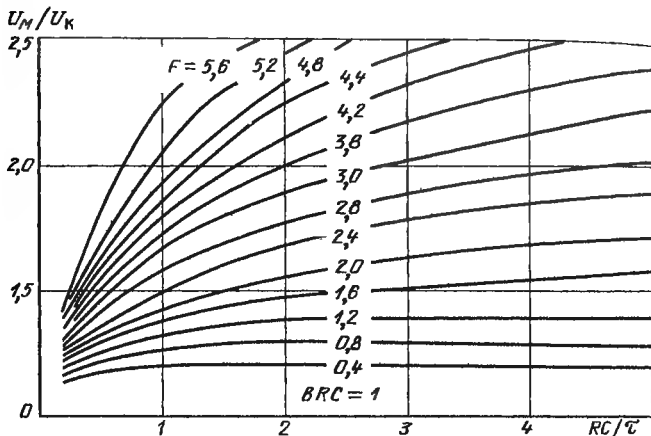


Рис. 5.10. Кривые для выбора параметров демпфирующих RC -контуров при аperiodическом процессе демпфирования

Рассчитываем C :

$$C = G\tau_i/R = 2 \cdot 12,2 \cdot 10^{-6}/30 = 0,8 \text{ мкФ.}$$

Проверка соответствия условиям, для которых действителен график:

$$R^2 C/2L = 900 \cdot 0,8 \cdot 10^{-6}/(2 \cdot 10^{-3}) = 0,36.$$

Следовательно, режим RC -контура периодический.

Проверка фактической амплитуды напряжения по формуле (5.8) при $R = 30 \text{ Ом}$, $C = 0,8 \text{ мкФ}$:

$$b = R/2L = 30/(2 \cdot 10^{-3}) = 1,5 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1};$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - b^2} = \sqrt{\frac{1}{10^3 \cdot 0,8 \cdot 10^{-6}} - (1,5 \cdot 10^4)^2} = 3,2 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1};$$

$$b/\omega = 1,5 \cdot 10^4/(3,2 \cdot 10^4) = 0,47;$$

$$\alpha = R\tau_i + 2L - R^2 C = 30 \cdot 12,2 \cdot 10^{-6} + 2000 \cdot 10^{-6} - 30^2 \cdot 0,8 \cdot 10^{-6} = 16,46 \cdot 10^{-4} \text{ В} \cdot \text{с}/\text{А};$$

$$\beta = \tau^2 - RC\tau_i + LC = 149 \cdot 10^{-12} - 293 \cdot 10^{-12} + 800 \cdot 10^{-12} = 656 \cdot 10^{-12} \text{ с}^2;$$

$$2\omega\beta = 2 \cdot 3,2 \cdot 10^4 \cdot 656 \cdot 10^{-12} = 41,9 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$I_{rr} \frac{\alpha}{2\omega\beta} = 30 \frac{16,46 \cdot 10^{-4}}{41,9 \cdot 10^{-6}} = 39,2 \cdot 30 = 1176 \text{ В};$$

$$A_1 = U_K 0,47 + I_{rr} 39,2 = 1200 \cdot 0,47 + 30 \cdot 39,2 = 1740 \text{ В};$$

$$B_1 = -U_k - I_{rr} \frac{L\tau_i - RLC}{\tau_i^2 RC\tau_i + LC} = -U_k - I_{rr} \frac{\gamma}{\beta};$$

$$\gamma = L\tau_i - RLC = 10^{-3} \cdot 12,2 \cdot 10^{-6} - 30 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8 \cdot 10^{-6} = \\ = 11,8 \cdot 10^{-9} \text{ В} \cdot \text{с}^2/\text{А};$$

$$\gamma/\beta = -11,8 \cdot 10^{-9} / (0,656 \cdot 10^{-9}) = -18 \text{ В/А};$$

$$B_1 = -1200 + 18 \cdot 30 = -1200 + 540 = -660 \text{ В};$$

$$D_1 = -540 \text{ В}.$$

Уравнение кривой восстанавливающегося напряжения будет иметь вид

$$u_{AK} = 1200 + (1740 \sin 3,2 \cdot 10^4 t - 660 \cos 3,2 \cdot 10^4 t) \exp(-1,5 \cdot 10^4 t) - \\ - 540 \exp(-8,1 \cdot 10^4 t), \text{ В},$$

$$\text{где } \omega = 3,2 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}; \quad b = 1,5 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1} = 1/\tau_i = 8,1 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}.$$

Максимальное значение напряжения будет достигаться при $\omega T = \pi/4$, т. е. $t = \pi/4\omega = 3,14/4 \cdot 3,2 \cdot 10^4 = 24,5 \cdot 10^{-6} \text{ с}$, при этом $\sin \omega t = 1$; $\cos \omega t = 0$;

$$U_{AKM} = 1200 + 1740 \exp(-1,5 \cdot 10^4 \cdot 24,5 \cdot 10^{-6}) - \\ - 540 \exp(-9,4 \cdot 10^4 \cdot 24,5 \cdot 10^{-6}) = 1200 + 1740 \cdot 0,69 - \\ - 540 \cdot 0,12 = 1200 + 65 \cdot 1218 - 65 = 2353 \text{ В}.$$

Распределение потерь выключения

$$P_{RC} = \frac{RCP_{\text{выкл}}}{RC + \tau_i} = \frac{30 \cdot 0,8 P_{\text{выкл}}}{30 \cdot 0,8 + 12,2} = \frac{24 P_{\text{выкл}}}{36,2} = 0,66 P_{\text{выкл}} = 0,66 \cdot 42 = 27,7 \text{ Вт};$$

$$P_r = \frac{\tau_i P_{\text{выкл}}}{RC + \tau_i} = \frac{12,2 P_{\text{выкл}}}{36,2} = 0,34 P_{\text{выкл}} = 14,3 \text{ Вт}.$$

Чтобы наглядно представить, что дает учет этапа спада обратного тока, проведем расчет обратного напряжения при $\tau_i = 0$ по формуле (5.9), тогда

$$A'_1 = 1200 \frac{1,5 \cdot 10^4}{3,2 \cdot 10^4} + 30 \left(\frac{1}{0,8 \cdot 10^{-6} \cdot 3,2 \cdot 10^4} - \frac{30 \cdot 1,5 \cdot 10^4}{3,2 \cdot 10^4} \right) = 1375 \text{ В};$$

$$B'_1 = -1200 + 30 \cdot 30 = -300 \text{ В};$$

$$u_{AK} = 1200 + (1375 \sin 3,2 \cdot 10^4 t - 300 \cos 3,2 \cdot 10^4 t) \exp(-1,5 \cdot 10^4 t), \text{ В}.$$

На рис. 5.11 показаны кривые восстанавливающегося обратного напряжения при учете влияния спадающего обратного тока ($\tau_i = 12,2 \text{ мкс}$) и без учета этого влияния ($\tau_i = 0$). Видно, что амплитудные значения U_{AK} почти не различаются, но du_{AK}/dt на интервале 0—1 мкс имеют существенно разные

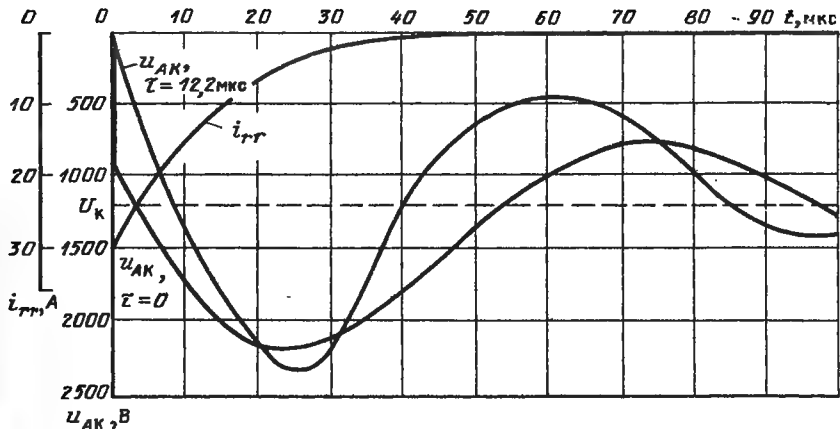


Рис. 5.11. Восстанавливающееся напряжение на СПП при колебательном процессе демпфирования

значения. С учетом действия обратного тока $du_{AK}/dt = 200$ В/мкс, а без учета этого фактора $du_{AK}/dt = 1000$ В/мкс. Поэтому учет обратного тока целесообразен.

Пример 5.5. Рассмотрим схему инвертора, работающего на повышенной частоте, с быстродействующими СПП. В данном случае более существенным оказывается ограничение максимальной амплитуды обратного напряжения и допустимо крутое нарастание обратного напряжения. Поэтому целесообразно выбрать апериодический режим RC -контура. Дано: Быстродействующий тиристор используется в схеме автономного трехфазного параллельного инвертора;

$$U_K = 600 \text{ В}; I_{TM} = 600 \text{ А};$$

$$di/dt = 100 \text{ А/мкс}; L = \frac{U_K}{di/dt} = 6 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}; f = 1,5 \text{ кГц}.$$

Классификационные параметры быстродействующего тиристора:

$$I_{T(AV)} = 400 \text{ А};$$

$$U_{DRM} = U_{RRM} = 1000 \text{ В};$$

$$\left. \begin{aligned} Q_{rr} &= 230 \cdot 10^{-6} \text{ Кл}; \\ t_{rr} &= 2,7 \cdot 10^{-6} \text{ с}; \\ t_q &= 50 \cdot 10^{-6} \text{ с}. \end{aligned} \right\} \text{ Для классификационного режима}$$

Решение. Параметры тиристора для данного режима работы: $Q_{rr\phi} = 990 \cdot 10^{-6} \text{ К}; t_{rr\phi} = 5,5 \text{ мкс}; I_{rr\phi} = 360 \text{ А}.$

Определяем t_1 :

$$t_1 = \frac{I_{rr\Phi}}{di/dt} = \frac{360}{100 \cdot 10^6} = 3,6 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Определяем t_2 :

$$t_2 = t_{rr\Phi} - t_1 = 5,5 \cdot 10^{-6} - 3,6 \cdot 10^{-6} = 1,9 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Определяем τ_i :

$$\tau_i = 0,53 \quad t_2 = 0,53 \cdot 1,9 \cdot 10^{-6} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Соотношение

$$U_{RM}/U_K = 1000/600 = 1,67.$$

Мощность потерь в случае использования тиристора в данном режиме без ограничительных устройств

$$P = Wf = Q_{rr\Phi} U_K f = 990 \cdot 10^{-6} \cdot 600 \cdot 1500 = 890 \text{ Вт.}$$

Поскольку допустимая величина общих потерь для данного прибора составляет 500 Вт, коммутационные потери выключения не должны превышать 50 Вт. Поэтому необходимо использовать средства для ограничения потерь в данном случае за счет уменьшения накопленного заряда до 70—100 мкКл. Здесь, как показано ниже, не может быть использовано снижение тока, снижение di/dt , снижение напряжения. Требуется использование реакторов с насыщающимися магнитопроводами.

Так, di/dt необходимо уменьшить до

$$|di/dt|_{\text{трб}} = |di/dt|_{\text{раб}} |P_{\text{пот. доп}}/P_K| \approx 2 \text{ А/мкс,}$$

что не отвечает требуемому режиму схемы. Аналогично не приемлемы решения с уменьшением тока и напряжения.

Подбор параметров реакторов с насыщающимися магнитопроводами производится на основании соотношения (5.6) и (5.7).

Берем реактор с $I_{CT} = 10 \text{ А}$; $t_{CT} = 10^{-5} \text{ с}$;

$$t'_{rr\Phi} = 5,5 \left(\frac{100 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-5}}{2 \cdot 10} \right)^{0,4} \left(\frac{400}{600} \right)^{0,1} = 25,2 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$Q_{rr\Phi} = 990 \exp\left(-\frac{10}{25,2}\right) - 10 \cdot 10 = 638 - 100 = 538 \cdot 10^{-6} \text{ Кл.}$$

Этого недостаточно, поскольку потери выключения составят:

$$P'_{\text{выкл}} = Wf = Q_{rr\Phi} U_K f = 538 \cdot 10^{-6} \cdot 600 \cdot 1500 = 484 \text{ Вт.}$$

Берем реактор с $I_{CT} = 20 \text{ А}$; $t_{CT} = 15 \cdot 10^{-6} \text{ с}$;

$$t''_{rr\Phi} = 5,5 \left(\frac{100 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 20} \right)^{0,4} \left(\frac{400}{600} \right)^{0,1} = 22,5 \text{ мкс};$$

$$Q''_{rr\Phi} = 990 \exp\left(-\frac{15}{22,5}\right) - 20 \cdot 15 = 475 - 300 = 175 \cdot 10^{-6} \text{ Кл.}$$

Поскольку обратный ток спадает по закону $i_{rr} = I_{rr} \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right)$, остается $t'_2 = 2,04$ мкс и значение обратного тока после окончания ступени тока

$$I''_{rr\Phi} = \frac{2Q''_{rr\Phi}}{t'_2} = \frac{2175 \cdot 10^{-6}}{2,04 \cdot 10^{-6}} = 171 \text{ А.}$$

Потери составят:

$$P'' = 175 \cdot 10^{-6} \cdot 600 \cdot 1500 = 167 \text{ Вт.}$$

Шунтируем насыщающийся реактор с $I_{ст} = 20$ А и $t'_{ст} = 15$ мкс сопротивлением 60 Ом. Тогда ток ступени $I_{ст} = 30$ А,

$$t'''_{rr\Phi} = 55 \left(\frac{100 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 25} \right) 0,4 \left(\frac{400}{600} \right) 0,1 = 20,6 \text{ мкс;}$$

$$Q'''_{rr\Phi} = 990 \exp\left(-\frac{15}{20,6}\right) - 30 \cdot 15 = 25 \text{ мкКл}$$

к моменту окончания ступени тока. Накопленный заряд соответствует $I'''_{rr\Phi}$ спадающего обратного тока и выделяющимся потерям в структуре СПП:

$$I'''_{rr\Phi} = \frac{2Q'''_{rr\Phi}}{t_2} = \frac{2,25 \cdot 10^{-6}}{2,04 \cdot 10^{-6}} = 25 \text{ А.}$$

Мощность потерь выключения

$$P = Q'''_{rr\Phi} U_{кf} = 25 \cdot 600 \cdot 1500 = 22,5 \text{ Вт.}$$

Принимаем $G = RC/\tau_i = 3$; $F = 1,6$, тогда по графику рис. 5.10

$$R = FU_{к}/I'''_{rr\Phi} = 1,6 \cdot 600/2,5 = 40 \text{ Ом;}$$

$$C = G\tau_i/R = 3,1/40 = 0,075 \text{ мкФ;}$$

$$\frac{R^2 C}{4L} = \frac{1600 \cdot 0,075 \cdot 10^{-6}}{4,6 \cdot 10^{-6}} = 5.$$

Процесс аperiодический, и использование графика рис. 5.10 обосновано.

Проведем контрольный расчет значений восстанавливающегося обратного напряжения по формуле (5.10):

$$\lambda = \sqrt{\frac{40^2}{4 \cdot (6 \cdot 10^{-6})^2} - \frac{1}{6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,075 \cdot 10^{-6}}} = 2,98 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1};$$

$$\frac{R}{4\lambda L} = \frac{40}{4 \cdot 2,98 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^{-6}} = 0,56;$$

$$A_2 = \left(0,56 - \frac{1}{2}\right) 600 + \frac{40 \cdot 1 \cdot 10^{-6} - 40^2 \cdot 0,0075 \cdot 10^{-6} + 2,6 \cdot 10^{-6}}{4,3 \cdot 10^6 [(1 \cdot 10^{-6})^2 - 40 \cdot 0,075 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{-6} + 6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,075 \cdot 10^{-6}] - \frac{6 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{-6} - 6 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 0,075 \cdot 10^{-6}}{2 [(1 \cdot 10^{-6})^2 - 40 \cdot 0,075 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{-6} + 6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,075 \cdot 10^{-6}]}} = 31 \text{ В};$$

$$B_2 = -\left(0,56 + \frac{1}{2}\right) 600 - 25(3,68 + 3,87) = -825 \text{ В};$$

$$D_2 = 25 \cdot 2 \cdot 3,87 = 194 \text{ В};$$

$$\lambda - \frac{R}{2L} = 2,98 \cdot 10^6 - \frac{40}{2 \cdot 6 \cdot 10^{-6}} = -0,35 \cdot 10^6 \text{ с};$$

$$\lambda + \frac{R}{2L} = 2,98 \cdot 10^6 + 3,33 \cdot 10^6 = 6,31 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1};$$

$$1/\tau_i = 10^6 \text{ с}^{-1};$$

$$u_{AK} = U_K + A_2 \exp\left(\lambda - \frac{R}{2L}\right)t + B_2 \exp\left(-\lambda - \frac{R}{2L}\right) + D_2 \exp(-t/\tau) = \\ = 600 + 31 \exp(-0,33 \cdot 10^6 t) - 825 \exp(-6,3 \cdot 10^6 t) + 194 \exp(-10^6 t).$$

Кривая восстанавливающегося обратного напряжения показана на рис. 5.12. Полученный результат близок к оптимальному в отношении мощности насыщающегося реактора, потерь в схеме и параметров RC -контура (кривая a).

При использовании аperiodических демпфирующих контуров в ряде случаев, когда амплитуда напряжения ограничена в допустимых пределах, имеет место крутое нарастание восстанавливающегося напряжения (кривая b).

Для расчета воспользуемся формулой (5.12):

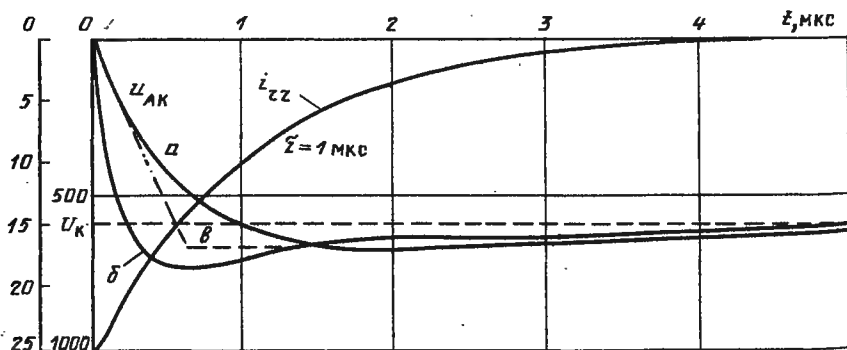
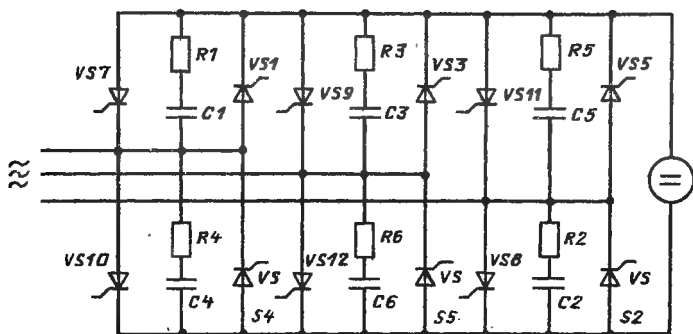
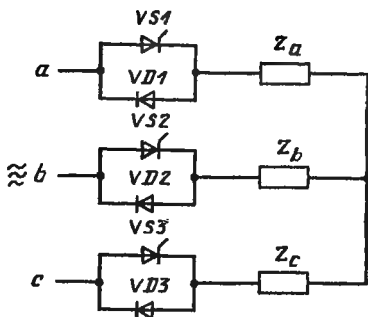


Рис. 5.12. Восстанавливающееся напряжение на СПП при аperiodическом процессе демпфирования

Рис. 5.13. Взаимное влияние диодов и тиристоров в схеме регулятора переменного напряжения

Рис. 5.14. Взаимное влияние тиристоров в схеме реверсивного выпрямителя



$$\left| \frac{du_{AK}}{dt} \right|_{t=0} = [31(-0,33) - 825(-6,31) - 194(1)] \cdot 10^6 = 4976 \text{ В/мкс.}$$

Средняя скорость нарастания восстанавливающегося напряжения за 0,25 мкс (кривая *в*)

$$\Delta u_{AK} / \Delta t = 610 / (0,25 \cdot 10^{-6}) = 2240 \text{ В/мкс.}$$

Для быстровосстанавливающихся СПП в отличие от силовых допустимы большие скорости нарастания обратного восстанавливающегося напряжения. Но в схемах преобразовательных установок, содержащих несколько тиристоров, напряжение, возникающее на СПП как обратное после коммутации, прикладывается к другим тиристорам как прямое. Исходя из этого может потребоваться ограничение скорости нарастания обратного напряжения.

Воздействие перенапряжений, возникающих при запираии СПП, на другие тиристоры преобразовательных схем. Непосредственное воздействие коммутационных перенапряжений, возникающих при запираии СПП, имеет место в преобразовательных схемах, где тиристоры или диоды шунтированы встречными тиристорами. Примеры таких схем приведены на рис. 5.13 (регулятор переменного напряжения) и 5.14 (реверсивный

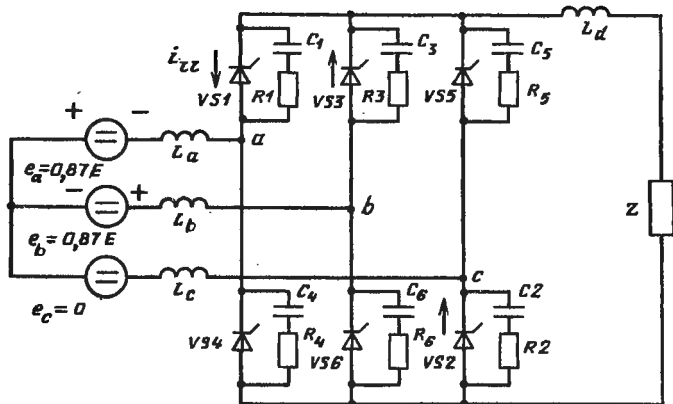


Рис. 5.15. Взаимное влияние тиристоров в преобразовательной установке с трехфазной мостовой схемой при подключении демпфирующих контуров

выпрямитель). Здесь амплитуда и скорость нарастания напряжения при окончании коммутации включающегося СПП должны координироваться с допустимым для встречно-параллельного тиристора прямым напряжением и скоростью его нарастания.

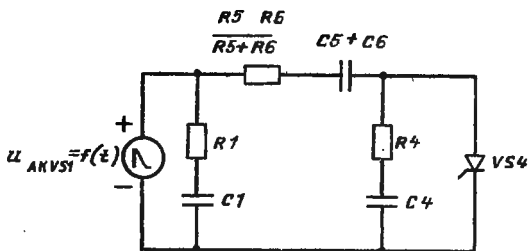
Более сложно определить воздействие коммутационных перенапряжений на тиристоры, непосредственно не связанные друг с другом.

На рис. 5.15 показана реверсивная трехфазная мостовая схема, содержащая тиристоры $VS1—VS12$ с демпфирующими контурами $R1—R6$ и $C1—C6$, питающаяся от источников переменных напряжений E_a , E_b и E_c , с индуктивностями L_a , L_b и L_c , сглаживающим реактором L_d и нагрузкой Z . Рассмотрим режим работы схемы при угле регулирования $\alpha = 90$ эл. град на интервале, когда проводят ток тиристоры $VS2$ и $VS3$, а $VS1$ прерывает обратный ток i_m . При этом на тиристоре $VS1$ возникает обратное напряжение u_{AK} , прикладываемое как прямое к тиристору $VS7$. Ставится задача: определить напряжение, прикладываемое на данном интервале к тиристору $VS4$, непосредственно связанному с $VS1$. Это существенно, так как перенапряжение отрицательного знака, приложенное к катоду $VS1$, оказывается положительным по отношению к аноду $VS4$, что может вызвать произвольное открывание и повреждение $VS4$.

Схема замещения цепей одного моста преобразовательной схемы рис. 5.15 показана на рис. 5.16.

Импульсное напряжение u_{AK} возникает между анодом и катодом $VS1$ и на шунтирующей цепи $R1C1$. Анод $VS1$, получающий отрицательный потенциал, непосредственно связан с катодом $VS4$. Катод $VS1$, получающий положительный

Рис. 5.16. Схема замещения для преобразовательной установки рис. 5.15



потенциал, связан с анодом $VS4$ через открытый $VS3$ и цепь C_6 , R_6 , а также через цепь C_5 , R_5 и открытый $VS2$, $VS4$ шунтирован цепью R_4 , C_4 . Цепи питания отсечены индуктивностями L_a , L_b , L_c , а цепь нагрузки — индуктивностью L_d . На рис. 5.17 в эквивалентной схеме C_5 и C_6 заменены равноценной емкостью $C_5 + C_6$, а сопротивление представлено как $R_5 R_2 / (R_5 + R_2)$. Рассматривая цепь эквивалентной схемы как емкостно-омический делитель напряжения, получаем

$$|u_{AK}|_{VS4} = 0,67 |u_{AK}|_{VS1};$$

$$\left| \frac{du_{AK}}{dt} \right|_{VS4} = 0,67 \left| \frac{du_{AK}}{dt} \right|_{VS1}$$

Пример 5.6. Произведем перерасчет параметров RC -контуров для ограничения значений du_{AK}/dt . Полученная в примере (5.5) скорость нарастания напряжения на запирающемся тиристоре составит, если ее усреднить на интервале 0,25 мкс, 2440 В/мкс, и соответственно на запертом тиристоре схемы $2440 \cdot 0,67 = 1630$ В/мкс. Поскольку тиристоры имеют $|du/dt|_{crit} \leq 1000$ В/мкс, значение $\Delta u/\Delta t$ должно быть ограничено. Используя программу для ЭВМ, основанную на формуле (5.10), произведем расчет кривых восстанавливающегося напряжения для различных значений R и C демпфирующего контура.

Результаты расчетов приведены в табл. 5.1. Из табл. 5.2 следует, что при сопротивлении 10 Ом и емкости 0,5 мкФ на тиристоре противоположного плеча будем иметь всплеск напряжения от 0 до 400 В при $\Delta u/\Delta t = 685$ В/мкс, а при сопротивлении 20 Ом и конденсаторе 0,5 мкФ $U_{AK} = 470$ В и $\Delta u/\Delta t = 820$ В/мкс ($|du_A/dt|_{VS4} = 0,67 |du_A/dt|_{VS1} = 550$ В/мкс).

Уменьшение сопротивления приводит к снижению напряжения и скорости его нарастания.

Нижний предел сопротивления обусловлен необходимостью сохранения апериодического режима. Переход к периодическому режиму в данном случае нежелателен. Во-первых, возрастает амплитуда напряжения. Во-вторых, слабозатухающие колебания напряжения, накладываясь на основные напряжения, могут нарушать работу преобразователя.

Таблица 5.2. Зависимость U_{AK} и du_{AK}/dt от параметров C и R демпфирующего контура

Демпфирующий контур		$U_{AK}, В$				du_{AK}/dt
$C \cdot 10^{-6}, Ф$	$R, Ом$	0,25 мкс	0,5 мкс	0,75 мкс	4 мкс	В/мкс
0,075	20	442	644	723	743	1768
	30	543	692	718	710	2172
	40	610	709	700	692	2440
0,1	20	435	627	703	724	1740
	30	537	681	707	760	2148
	40	604	701	701	685	2416
0,25	20	422	597	663	687	1688
	30	527	663	623	621	2108
	40	596	689	688	673	2384
0,5	10	255	421	527	594	1020
	20	305	617	586	669	1220
	30	523	655	678	672	2192
0,75	10	253	415	511	581	1012
	20	415	583	644	681	1660
	30	522	653	675	669	2088

5.4. ОГРАНИЧЕНИЕ СХЕМНЫХ И СЕТЕВЫХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ, ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ НА СПП

На вентили в силовых схемах преобразовательных устройств воздействуют сетевые и схемные перенапряжения эпизодического и периодического характера.

Сетевые перенапряжения возникают вне связи с рабочим процессом преобразовательной установки. Они обусловлены действием сетевой коммутационной аппаратуры или атмосферных явлений. Специальными исследованиями установлено, что в сетях напряжением 220—380 В имеют место 4—5-кратные перенапряжения, а в сетях более высокого напряжения—до трехкратного значения амплитуды рабочего напряжения. Если

Таблица 5.3. Пример статистического распределения по значению и вероятности

Характер перенапряжений	Число перенапряжений, отмеченное за 1910 ч					
	400—1100	1100—1250	1250—1400	1350—1450	1400—1500	1450—1600
Сеть—земля	6389	776	9	4	5	6
Фаза—земля	4436	483	23	9	0	1
Фаза—фаза	11 617	3612	475	51	12	4

преобразователь работает на контактную сеть или разветвленную систему электроснабжения, перенапряжения аналогичного характера могут поступить и со стороны нагрузки. Сетевые перенапряжения возникают эпизодически.

Для расчета устройств ограничения сетевых перенапряжений используют представление перенапряжений в виде волн $1,2 \times 50$ или 8×20 , где первая цифра означает длительность в микросекундах фронта волны t_1 , а вторая — интервал в микросекундах времени t_2 , за который напряжение спадает до 0,5 начального значения. Принимая экспоненциальный характер спада напряжения, получаем вольт-секундную величину импульса перенапряжения U_n с постоянной времени τ_n :

$$U_n t_n = E_n \int_0^{\infty} \exp(-t/\tau_n) dt = E_n \tau_n,$$

где $\tau_n t_n = 1,45 t_2$ (при $1/2 E_n$, $t_2 = 0,69 \tau_n$).

Ток источника перенапряжения может достигать 10^4 А, энергия одного импульса лежит в пределах 10^3 — 10^4 Дж. Перенапряжения могут возникать как между отдельными фазами сети (дифференциальные перенапряжения), так и между всеми фазами сети и землей (общие перенапряжения). Статистические данные, отражающие частоту возникновения и уровень перенапряжений в сети 3×500 В, приведены в табл. 5.3. Видно, что 4—5-кратные перенапряжения хотя и редки, но все же могут иметь место.

Схемные перенапряжения эпизодического характера связаны с действием коммутационной аппаратуры преобразовательной установки. Крутизна фронта, уровень и длительность перенапряжения зависят от параметров сети и элементов схемы преобразователя и от режима (напряжений и токов в момент замыкания или размыкания электрических цепей).

Схема типичной преобразовательной установки показана на рис. 5.2. Здесь $E1$ — $E3$ эквивалентные источники ЭДС сети; L_c —эквивалентные индуктивности сети; E_n —эквивалентный источник перенапряжений; $S1$ — $S3$ —контакты сетевого выключателя; CT —силовой трансформатор; $S4$ — $S6$ —контакты выключателя преобразовательной установки; $P\Phi 1$ — $P\Phi 3$ —

возникновении сетевых перенапряжений

в данном диапазоне при сети 3×500 В

1550—1650	1600—1750	1700—1800	1750—1870	1830—1950	1900—2000	2000—2100	2100—2230
3	1	3	2	3	0	0	1
0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	2	3	2	1	0	0

реакторы в цепях переменного тока; PC —сглаживающий реактор, $S7$ —выключатель в цепи постоянного тока; $P3$ —защитный реактор; H —нагрузка; C_{mo} —межобмоточная емкость силового трансформатора; $C_{p.ф.}$, $C_{p.c.}$ —продольные емкости реакторов $PФ$ и PC ; C_3 —частичные емкости на землю; ключи $S8$ — $S11$ —ключи, воспроизводящие возникновение перенапряжений различного характера; $VS1$ — $VS6$ —вентили (тиристоры, диоды) преобразовательной установки. При установках малой и средней мощности, питающихся непосредственно от сети, в схеме, показанной на рис. 5.2, а, трансформатор заменяется перемычками $A-a$; $B-b$; $C-c$, показанными на рис. 5.2, б.

Нагрузка H может быть рекуперативного характера, поэтому вентили $VS1$ — $VS6$ могут работать как в режиме выпрямления, так и в режиме инвертирования.

Сетевые перенапряжения воздействуют на вентили только при замкнутых контактах $S1$ — $S3$ и $S4$ — $S6$.

При замыкании ключей $S8$ и $S9$ воспроизводится перенапряжение сеть—земля. Путь тока перенапряжения проходит от земли через $S8$, источник E_n , ключ $S9$, междофазовые емкости $C_{ф.}$, выключатели $S1$ — $S3$, межобмоточные емкости C_{mo} трансформатора CT (или через перемычки $A-a$, $B-b$, $C-c$ в преобразователях, где трансформатор отсутствует), выключатели $S4$, $S5$, $S6$, индуктивности $L_{p.ф.}$ и их продольные емкости $C_{p.ф.}$, закрытые и открытые вентили $VS1$ — $VS6$, частичные емкости C_3 и $C_{p.c.}$, реакторы $P3$ (выключатель $S7$ замкнут), нагрузку H и ее частичную емкость на землю. В указанных контурах практически наименьшей проходной емкостью обладают закрытые вентили $VS1$ — $VS6$ и значительная доля перенапряжения будет приложена к ним. При замыкании ключей $S8$ и $S11$ напряжение E_n прикладывается между фазой A и землей. Контур тока охватывает $S8$ от земли, E_n , $S11$, фазу A , емкость C_{mo} (или перемычки $A-a$), выключатель $S4$, проходную емкость $C_{p.ф.}$ реактора, вентили $VS1$ и $VS4$, частичные емкости C_3 , $C_{p.c.}$, $S7$ и цепь нагрузки, емкость нагрузки на землю C_3 . В данном случае также значительная доля перенапряжения придется на вентили $VS1$ и $VS4$.

При замыкании ключей $S11$ и $S10$ перенапряжение прикладывается между фазами A и C . Путь тока лежит через $S10$ и $S11$. Ток обтекает первичную обмотку трансформатора и трансформируется во вторичную (или в схеме 5.3, б проходит через перемычки $A-a$ и $C-c$), затем течет через $S4$ — $S6$ и через вентили $VS1$, $VS4$ и $VS2$, $VS5$ к частичным емкостям C_3 , $C_{p.c.}$, к $P3$ через нагрузку. И здесь вентили воспринимают значительную долю перенапряжения E_n .

Уменьшение уровня перенапряжений на вентилях может быть достигнуто за счет:

применения РЗ с малой проходной емкостью*; шунтирования вентилей RC-цепями; включения конденсаторов и варисторов между общими точками плечей ветвей и землей.

Практически используется сочетание всех трех указанных способов: энергия перенапряжений, поступающих из сети, относительно велика, и нельзя рассчитывать, что ограничительные устройства преобразовательной установки будут уменьшать перенапряжения во всей системе. Следовательно, необходимо устанавливать заградительные РФ, отсекающие установку от сети.

Реакторы ограничивают ток, вызываемый импульсом перенапряжения, а напряжение, возникающее при протекании этого тока, снижается за счет подключения конденсаторов. Сопrotивления RC-контуров поглощают энергию, протекающую в схему преобразовательной установки из сети.

Аналогично РЗ на стороне нагрузки ограничивают ток от импульса перенапряжения, возникшего на стороне нагрузки.

Если энергия, протекающая в схему преобразовательной установки, при практически приемлемых значениях индуктивности заградительных реакторов велика и требуются слишком большие емкости конденсаторов, для поглощения избыточной энергии используют варисторы (нелинейные сопротивления).

Пример 5.7. Рассмотрим, во сколько раз ограничивающие устройства снижают мощность импульсов перенапряжения. Дано: сеть 3×850 В; трансформатор мощностью $10\,000$ кВт·А; амплитуда перенапряжения $E_n = 5$ кВ; $I_M = 10$ кА; $\tau_n = 54$ мкс.

Решение. Мгновенная мощность перенапряжения

$$P_n = 5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 = 50 \cdot 10^6 \text{ Вт} = 50\,000 \text{ кВт.}$$

Энергия перенапряжения

$$W_n = 50 \cdot 10^6 \cdot 54 \cdot 10^{-6} = 2700 \text{ Дж.}$$

При наличии на входе преобразовательной установки заградительных реакторов $L = 10^{-3}$ Гн и наличии ограничительных устройств, снижающих перенапряжение на элементах схемы до 1200 В, получим следующие данные:

ток, проходящий в схему преобразователя под действием перенапряжения E_n ,

$$I = \frac{E_n \tau_n}{L} = \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 54 \cdot 10^{-6}}{10^{-3}} = 270 \text{ А;}$$

* Уменьшение проходной емкости реакторов достигается конструкцией обмоток. Значение проходной емкости оценивается посредством измерения резонансной частоты. Реактор удовлетворяет требованиям, если резонансная частота имеет порядок мегагерц.

$$P = IU = 270 \cdot 1200 = 324 \cdot 10^3 \text{ Вт};$$

поглощаемая энергия

$$W = P\tau_n = 324 \cdot 10^3 \cdot 54 \cdot 10^{-6} = 16,5 \text{ Дж},$$

т. е. мощность и энергия снижаются в $50\,000/324 = 155$ раз.

Схемные перенапряжения эпизодического характера связаны с действием коммутационной аппаратуры силовой схемы ПУ. Уровень, крутизна фронта и длительность перенапряжения зависят от параметров элементов схемы преобразователя и от режима — значений токов и напряжений в момент размыкания или замыкания электрических цепей. Наиболее характерными примерами эпизодических схемных перенапряжений являются:

а) включение трансформатора преобразовательной установки к питающему высокому напряжению. В момент замыкания контактов выключателя $S1, S2$ к обмоткам трансформатора скачком прикладывается напряжение питающей сети $U_c = U_M \sin \omega t$. Переходная составляющая напряжения с крутым фронтом проникает через межобмоточную емкость C_{mo} в схему преобразователя (при замкнутых $S4, S5, S6$). Амплитуда перенапряжения на вторичной обмотке трансформатора может достигать 30—40% первичного напряжения в момент включения;

б) включение схемы преобразователя к переменному напряжению (к вторичной обмотке трансформатора, находящейся под напряжением, — $S1—S3$ замкнуты — или к сети). Практически контакты механических выключателей замыкаются неодновременно. При замыкании первого контакта, например $S4$, к преобразователю прикладывается ступень напряжения с крутым фронтом (до 1000 В/мкс). Путь тока замыкается через продольные емкости входных реакторов, емкость структур и емкость $C_{н.з}$ нагрузки на землю. Поскольку барьерная емкость структур (при отсутствии параллельных демпфирующих RC -цепей) невелика, основная доля напряжения приложится к структурам. Это может вызвать отпирание тиристоров через анодную цепь и их повреждение. При дальнейшем ходе процесса колебательный заряд частичных емкостей может привести к появлению перенапряжений до 1,6—1,8 (при высокой добротности индуктивности — до двойной) амплитуды приложенного напряжения;

в) отключение силового трансформатора в режиме холостого хода или малой нагрузки преобразовательной установки. При этом возникают перенапряжения, вызванные обрывом намагничивающегося тока трансформатора. Малые токи резко обрываются выключателем, и накопленная электромагнитная энергия может вызвать большие (до пятикратных) перенапряжения;

г) отключение выключателем тока нагрузки на стороне выпрямленного напряжения. При резком спадании тока освобождается электромагнитная энергия, накопленная в индуктивностях рассеяния силового трансформатора, индуктивностях фазовых реакторов и питающей сети;

д) образование резонансных контуров. Во-первых, резонансные перенапряжения возникают в случае совпадения резонансной частоты элементов с частотой одной из гармоник тока, потребляемого преобразователем. Поскольку параметры питающей сети, входящие в резонансный контур, зависят от подключенных нагрузок и источников, т. е. изменяются во времени, резонансные явления этого рода могут внезапно возникать и так же исчезать. Во-вторых, возникновение резонансных перенапряжений возможно в мощных высоковольтных преобразовательных установках из-за прерывистых токов в области больших углов регулирования. При отпирании одного из вентилях катодной (или анодной) группы происходит разряд и перезаряд частичных емкостей, прерывание тока и запираание вентиля. При последующем отпирании вентиля анодной (или катодной) группы происходит разряд и перезаряд с изменением знака напряжения и с постепенным нарастанием напряжения раскачки.

Здесь демпфирующие RC -цепи не ограничивают перенапряжения, а, наоборот, способствуют их возникновению. Поэтому при выборе параметров R и C необходимо учитывать колебательный ход процесса перезаряда частичных емкостей силовой схемы. Для предотвращения возникновения резонансных колебаний мгновенные значения тока разряда демпфирующего контура должны всегда быть больше, чем ток перезаряда частичных емкостей.

Расчет параметров устройства для ограничения сетевых и схемных перенапряжений. Выбор параметров и компоновки ограничительных устройств проводится отдельно для каждого из видов сетевых и схемных перенапряжений. Но, поскольку одни и те же элементы осуществляют ограничение перенапряжений всех возможных видов, параметры этих устройств выбираются исходя из наибольших требуемых значений.

Расчет ограничительных устройств для подавления сетевых перенапряжений. Эквивалентная схема воздействия сетевого перенапряжения показана на рис. 5.17. Здесь U_n — источник перенапряжения, S — ключ, замыкаемый на время t_n подачи импульса перенапряжения, L — индуктивность реакторов на входе преобразователя, R — сопротивление, C — емкость элементов схемы ограничительного устройства, Z_c — полное сопротивление питающей сети. Напряжение, действующее на СПП силовой схемы, возникает между точками A и B . Процесс в схеме может быть разбит на два интервала:

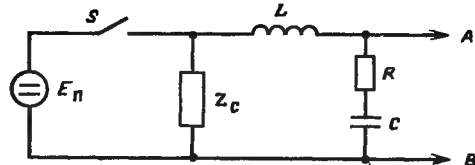


Рис. 5.17. Эквивалентная схема для расчета ограничения сетевых перенапряжений

интервал 1 — после замыкания ключа S , интервал 2 — после размыкания ключа.

Процесс в схеме при замыкании ключа в момент $t=0$ характеризуется уравнением

$$U_{\pi} = Ri(t) + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt.$$

Решая его, получаем

$$i(t) = \frac{U_{\pi}}{\omega L} \sin \omega t \exp(-bt).$$

Напряжение между точками A и B определим следующим образом:

$$u_{AB} = U_{\pi} - L \frac{di}{dt} = U_{\pi} - L \frac{U_{\pi}}{\omega L} \frac{d}{dt} [\sin \omega t \exp(-bt)].$$

Откуда

$$u_{AB} = U_{\pi} \left[1 + \left(\frac{b}{\omega} \sin \omega t - \cos \omega t \right) \exp(-bt) \right]. \quad (5.14)$$

В выражении (5.14) член

$$u_R = U_{\pi} \frac{b}{\omega} \sin \omega t \exp(-bt)$$

соответствует падению напряжения на сопротивлении R , а член

$$u_C = U_{\pi} (1 - \cos \omega t) \exp(-bt)$$

соответствует напряжению на конденсаторе C .

В момент t_{π} окончания воздействия перенапряжения напряжение U_{OC} на конденсаторе C будет:

$$U_{OC} = U_{\pi} (1 - \cos \omega t_{\pi}) \exp(-bt_{\pi}) \quad (5.15)$$

и

$$i_0 = \frac{U_{\pi}}{\omega L} \sin \omega t_{\pi} \exp(-bt_{\pi}). \quad (5.16)$$

На интервале 2 ток протекает по контуру $LRCZ_c$. Полагая $Z_c \approx 0$ (допущение в сторону увеличения перенапряжений), составляем систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} -Ri + L \frac{di}{dt} + u_c = 0; \\ u_c = U_{oc} + \frac{1}{C} \int_0^t i dt, \end{cases}$$

из которой находим

$$i = \left[-\left(\frac{U_{oc}}{\omega L} - \frac{R}{2\omega L} L_p \right) \sin \omega t + i_0 \cos \omega t \right] \exp \left(-\frac{R}{2L} t \right).$$

Отсчет времени ведется от момента $t_0 = t_n$, т. е. от момента окончания импульса перенапряжения.

Значения U_{oc} определяются по формуле (5.15), а i_0 — по формуле (5.16) при подстановке значения $t = t_n$.

Напряжение на конденсаторе создается током i_c двумя составляющими: i' — задаваемым током индуктивности $i_0(t)$ и i'' — током, противоположно направленным току i' и вызываемым остаточным напряжением U_{oc} . Вычислив $\frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$,

получим значение напряжения на конденсаторе относительно нуля:

$$\begin{aligned} u_c &= \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t \left[-\left(\frac{U_{oc}}{\omega L} - \frac{R}{2L} i_0 \right) \sin \omega t + \right. \\ &\quad \left. + i_0 \cos \omega t \right] \exp \left(-\frac{R}{2L} t \right) dt + U_{oc} = \\ &= \exp \left(-\frac{R}{2L} t \right) \left[\left(-\frac{U_{oc} R}{2\omega L} + \frac{i_0}{\omega C} \right) \sin \omega t + U_{oc} \cos \omega t \right]. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Напряжение между точками A и B будет состояться из $u_c(t)$ и падения напряжения на сопротивление R :

$$\begin{aligned} u_R(t) &= i(t) R = \left[\left(-\frac{U_{oc}}{\omega L} + \frac{R}{2\omega L} i_0 \right) \sin \omega t + \right. \\ &\quad \left. + U_{oc} \cos \omega t \right] R \exp \left(-\frac{R}{2L} t \right). \end{aligned} \quad (5.18)$$

Суммируя (5.17) и (5.18), получаем

$$u_{AB} = \left[\frac{(R^2 C + 2L) i_0 - 3RCU_0}{2\omega LC} \sin \omega t + \right.$$

$$+(i_0 R + U_{OC}) \cos \omega t \Big] \exp \left(-\frac{R}{2L} t \right). \quad (5.19)$$

Безопасность СПП преобразовательной установки обеспечивается при условии, если

$$U_M > k E_n,$$

где $k < 1$ — коэффициент ограничения перенапряжений.

Принимая во внимание, что максимум напряжения, воздействующего на СПП преобразовательной установки, возникает при $\omega t \approx \pi/4$, когда действуют оба члена правой части уравнений (5.19), получаем следующие условия:

$$U_{AB} < k E_n \text{ при } \omega t = 0;$$

$$U_{AB} < k E_n \text{ при } \omega t = \pi/4;$$

$$U_{AB} < k E_n \text{ при } \omega t = \pi/2.$$

Используя выражение (5.17), можно рассчитать напряжение u_{AK} на СПП на всем интервале воздействия.

Для того чтобы определить требующиеся значения R и C , при которых будет достигаться нужное ограничение перенапряжений, целесообразно упростить выражение (5.17) за счет допущения, что t_n мало по сравнению с π/ω .

Преобразуем (5.16):

$$i_0 = \frac{U_n}{\omega L} \sin \omega t_n \exp(-b t_n) \approx \frac{U_n}{\omega L} \omega t_n 1 = \frac{U_n}{L} t_n;$$

$$i_0 = \frac{U_n}{L} t_n;$$

$$U_{OC} = \frac{1}{C} \int_0^{t_n} i(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_n} \frac{U_n}{L} t_n dt_n;$$

$$U_{OC} = \frac{1}{2} \frac{U_n}{LC} t_n^2.$$

Для получения оптимальной характеристики ограничительного устройства целесообразно принять в выражении (5.19)

$$\frac{(R^2 C + 2L) i_0 - 3RCU_0}{2\omega LC} \geq i_0 R + U_{OC},$$

откуда следует соотношение

$$|i_0 R + U_{OC}|_{\omega t=0} \leq |U_C|_{\omega t=\pi/2}.$$

Можно принять (погрешность будет в сторону увеличения запаса)

$$|U_C|_{\omega t = \frac{\pi}{2}} = \sqrt{U_{OC}^2 + \frac{L}{C} i_0^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \frac{U_n}{LC} t_n^2\right)^2 + \frac{L}{C} \left(\frac{U_n}{L} i_n\right)^2} = k U_n.$$

Решая данное уравнение, получаем

$$C = \frac{t_n^2 (1 \pm \sqrt{1 - k^2})}{2k^2 L}; \quad (5.20)$$

$$R = \frac{k U_n - U_{OC}}{i_0} = \frac{2kLC - t_n^2}{2C t_n}. \quad (5.21)$$

Выбор коэффициента подавления перенапряжений производится на основании формулы

$$k = \frac{U_{DSM} - U_A}{U_n}, \quad (5.22)$$

где U_{DSM} — максимальное значение непериодического импульсного напряжения допустимого для СПП преобразователя (для диодов U_{RSM}); U_A — максимальное значение рабочего напряжения на СПП.

Параметры ограничительного устройства могут быть определены на основании (5.20) — (5.22). Затем необходимо проверить значение напряжения на СПП согласно формулам (5.17), (5.19).

Пример 5.8. Пусть требуется рассчитать оптимальные параметры ограничительного устройства для трехфазной сети. Дано: Сеть 3×850 В; $U_A = 1200$ В; $U_{DSM} = 2700$ В; $U_n = 5000$ В; $t = 54$ мкс; $L = 10^{-3}$ Гн (приведена к схеме замещения).

Решение. 1. Расчет параметров ограничительного устройства [формулы (5.14) — (5.22)]:

$$k = \frac{U_{DSM} - U_A}{U_n} = \frac{2700 - 1200}{5000} = 0,3;$$

$$C = \frac{t_n^2 (1 \pm \sqrt{1 - k^2})}{2k^2 L} = \frac{(54 \cdot 10^{-6})^2 (1 \pm \sqrt{1 - 0,3^2})}{2 \cdot 0,3^2 \cdot 10^{-3}} = 32 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$R = \frac{2kLC - t_n^2}{2C t_n} = \frac{2 \cdot 0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 32 \cdot 10^{-6} - (54 \cdot 10^{-6})^2}{2,32 \cdot 10^{-6} \cdot 54 \cdot 10^{-6}} = 4,75 \text{ Ом}.$$

2. Проверка значений напряжения на СПП [формулы (5.13) — (5.16)]:

$$U_{AK} = \left[\frac{(R^2 C + 2L) L_0 - 3RCU_{OC}}{2\omega LC} \sin \omega t + (L_0 R + U_{OC}) \cos \omega t \right] \exp(-bt) =$$

$$= \left[\frac{(4,75^2 \cdot 32 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 10^{-3}) 239 - 3 \cdot 4,75 \cdot 32 \cdot 10^{-6} \cdot 164}{2 \cdot 5,05 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} \cdot 32 \cdot 10^{-6}} \sin \omega t + \right. \\ \left. + (239 \cdot 4,75 + 164) \cos \omega t \right] \exp(-bt) = \\ = (1600 \sin \omega t + 1296 \cos \omega t) \exp(-bt),$$

где $t=0$ при $t'=t_n$;

$$b = \frac{R}{2L} = \frac{4,75}{2 \cdot 10^{-3}} = 2,38 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1};$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - b^2} = \sqrt{\frac{1}{10^{-3} \cdot 32 \cdot 10^{-6}} - (2,38 \cdot 10^3)^2} = 5,05 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1};$$

$$i_0 = \frac{U_n}{\omega L} \sin \omega t_n \exp(-bt_n) = \frac{5 \cdot 10^3}{5,05 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}} 0,27 \cdot 0,86 = 239 \text{ А.}$$

$$U_0 = U_n (1 - \cos \omega t_n) \exp(-bt_n) = 5 \cdot 10^3 (1 - 0,963) 0,86 = 164 \text{ В,}$$

где $\omega t_n = 5,05 \cdot 10^3 \cdot 54 \cdot 10^{-6} = 0,274$; $\sin 0,274 = 0,27$; $\cos 0,274 = 0,962$.

Дополнительные напряжения, воздействующие на СПП:
при $\omega t = 0$

$$U_{AK} = (1600 \cdot 0 + 1296 \cdot 1) 1 = 1296 \text{ В;}$$

при $\omega t = \frac{\pi}{4}$; $t = \frac{\pi}{4\omega} = 155 \cdot 10^{-6} \text{ с}$

$$U_{AK} = (1600 \cdot 0,707 + 1296 \cdot 0,707) 0,69 = 1420 \text{ В;}$$

при $\omega J = \frac{\pi}{2}$; $t = \frac{\pi}{2\omega} = 310 \cdot 10^{-6} \text{ с,}$

$$U_{AK} = (1600 \cdot 1 + 1246 \cdot 0) 0,482 = 770 \text{ В.}$$

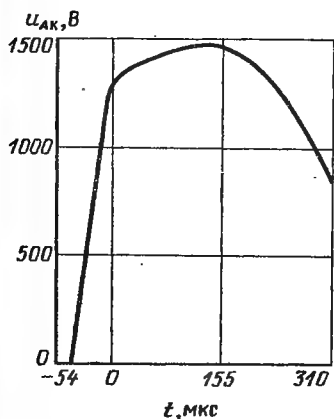
Кривые напряжения U_{AK} СПП при воздействии импульса сетевого перенапряжения показаны на рис. 5.18.

Здесь нулю соответствует значение напряжения фазы сети (или конденсатора) в момент поступления импульса перенапряжения. Если в самом неблагоприятном случае это напряжение максимально и совпадает по знаку с импульсом напряжения сети, то сумма составит

$$1200 + 1420 = 2620 \text{ В,}$$

т. е. напряжение на СПП не превышает допустимого.

Расчет ограничительных устройств для подавления схемных перенапряжений. а) Включение силового трансформатора преобразовательной установки к питающей сети переменного на-
200



←

Рис. 5.18. Напряжение u_{AB} на СПП при воздействии импульса сетевого перенапряжения

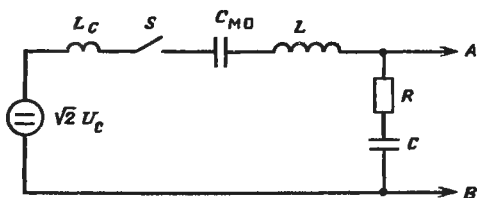


Рис. 5.19. Эквивалентная схема для расчета ограничения перенапряжений, возникающих при подключении к сети преобразовательной установки

пряжения (замыкание $S1$ на схеме рис. 5.2 при замкнутых $S4-S6$).

Эквивалентная схема показана на рис. 5.19. В момент $t=0$ замыкается ключ S и подается ступень напряжения $\sqrt{2} U_c$. Процесс представляет собой заряд конденсатора от постоянного напряжения через индуктивность $L_{\text{общ}} = L + L_c$ (L_c — индуктивность сети) и сопротивление R демпфирующего контура.

Здесь может быть использовано выражение (5.14) с подстановкой указанных выше значений L_c и $L_{\text{общ}}$ и с учетом, что напряжение делится обратно пропорционально емкостям C_{mo} и C :

$$u_{AB} = \sqrt{2} E_c \left[\frac{C_{mo}}{C_{mo} + C} + \left(\frac{b}{\omega} \sin \omega t - \frac{C_{mo}}{C_{mo} + C} \cos \omega t \right) \exp(-bt) \right],$$

$$b = \frac{R}{2L_{\text{общ}}}, \text{ с}^{-1}; \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{L_{\text{общ}} C_{\text{общ}}} - \frac{R^2}{4L_{\text{общ}}^2}}, \text{ с}^{-1};$$

$$C_{\text{общ}} = \frac{C C_{\text{общ}}}{C + C_{\text{общ}}}.$$

Возникают затухающие синусоидальные колебания напряжения с амплитудой до $2\sqrt{2} U_c$ на емкости $C_{\text{общ}}$ и $2\sqrt{2} U_c \frac{C_{mo}}{C_{mo} + C}$ на емкости C .

Пример 5.9. Пусть требуется рассчитать зависимость U_{AB} от времени. Дано:

$$U_c = EI = 2 \cdot 30 \text{ кВ}; \quad L_c = 10^{-2} \text{ Гн};$$

$$C_{mo} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}; \quad R = 4,75 \text{ Ом};$$

$$C = 32 \text{ мФ}.$$

Решение.

$$C_{\text{общ}} = \frac{32 \cdot 0,1}{32 + 0,1} = 0,1 \text{ мкФ};$$

$$L = 11 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{11 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} - \left(\frac{4,75}{2 \cdot 11 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 3 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1};$$

$$b = \frac{4,75}{2 \cdot 11 \cdot 10^{-3}} = 0,215 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1};$$

$$\frac{C_{\text{мо}}}{C + C_{\text{мо}}} = \frac{0,1}{0,1 + 32} = 0,0031;$$

$$u_{AB} = \sqrt{2} \cdot 3 \cdot 10^4 \left[\frac{0,215 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^4} \sin \omega t + \right. \\ \left. + 0,0031 (1 - \cos \omega t) \right] \exp(-0,215 \cdot 10^3 t)$$

при $\omega t = \pi/2$, $\sin \omega t = 1$; $t = 0,523 \cdot 10^4 \text{ с}$;

$$U_{AB} = 4,23 \cdot 10^4 (0,0072 + 0,0031) 0,99 = 431 \text{ В}$$

при $\omega t = \pi$; $\cos \omega t = 1$; $t = 1,046 \cdot 10^{-4} \text{ с}$; $U_{AB} \approx 0$.

Синусоидальные колебания медленно затухают. Кривая напряжения u_{AB} показана на рис. 5.20.

Следовательно, RC-контур с параметрами, соответствующими ограничению сетевых перенапряжений, защищает от данного схемного перенапряжения.

Если ограничение сетевых перенапряжений не нужно, емкость C может быть выбрана из соотношения

$$C = \frac{\sqrt{2} U_c}{U_{DSM} - U_A} C_{\text{мо}}.$$

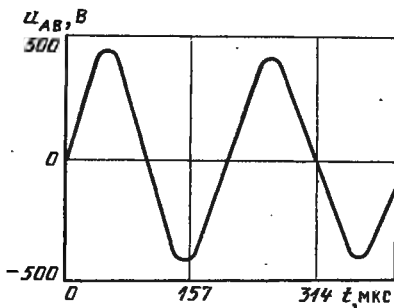
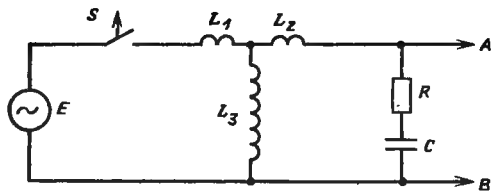


Рис. 5.20. Напряжение на СПП, возникающее при подключении к сети преобразовательной установки

б) Включение схемы преобразователя к переменному напряжению. Замыкание $S4$ при замкнутых $S1-S3$ на схеме рис. 5.2.

Электромагнитный процесс аналогичен рассмотренному в п. «а», но здесь ступень напряжения непосредственно прикладывается к преобразователю. В данном случае, если в преобразователе имеются демпфиру-

Рис. 5.21. Эквивалентная схема электромагнитных процессов, происходящих в преобразовательной установке при отключении силового трансформатора от сети в режиме холостого хода



ющие RC -контуры, дополнительных RC -контуров не требуется. Необходимо обратить внимание на включение RC -контуров между фазами переменного напряжения и землей для демпфирования перенапряжений, действующих между фазами и землей.

в) Отключение от сети силового трансформатора в режиме холостого хода. Эквивалентная схема показана на рис. 5.21: E —источник переменного напряжения, L_1 и L_3 —индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток, а $L_{\text{нм}}$ —индуктивность контура намагничивания силового трансформатора. Ключ S замкнут, и при холостом ходе преобразователя протекает ток намагничивания по L_1 и L_3 . Будем считать, что ключ S разрывает цепь в момент максимума намагничивающего тока $I_{\text{нм}}$. При резком прерывании тока энергия накопления в индуктивности $L_3 = L_{\text{нм}}$ благодаря возникающему на $L_{\text{нм}}$ напряжению перейдет в основном в конденсатор C , при этом напряжение u_{AB} не должно превышать $U_{\text{DRM}} - U_A$. Отсюда можно (с некоторым запасом) определить необходимые параметры демпфирующей цепи:

$$R \leq \frac{U_{\text{DRM}} - U_A}{I_{\text{нм}}};$$

$$C = \frac{L_{\text{нм}} I_{\text{нм}}^2}{U_{\text{DRM}}^2 - U_A^2}.$$

Пример 5.10. Пусть требуется рассчитать параметры демпфирующей цепочки при отключении трансформатора от сети. Дано: Преобразовательная установка питается от трансформатора 1250 кВ·А, 3×850 В; $I_{\text{н}} = 850$ А. В момент максимума намагничивающего тока при холостом ходе цепь резко разрывается контактным выключателем $S1—S3$ (см. рис. 5.2).

Решение. Значение намагничивающего тока (приведенного к вторичной обмотке 850 В) (рис. 5.22)

$$I_{\text{нм.эф}} = 0,021_{\text{н}} = 0,02 \cdot 850 = 17 \text{ А.}$$

Принимая во внимание несинусоидальную форму намагничивающего тока, полагаем

$$I_{\text{нм}} = 2I_{\text{нм.эф}} = 34 \text{ А.}$$

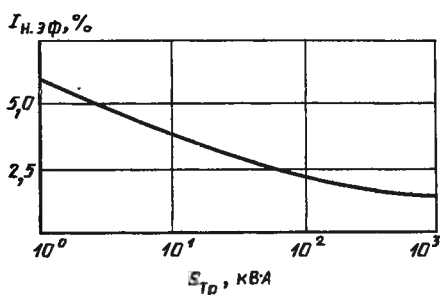


Рис. 5.22. Зависимость относительного значения намагничивающего тока от мощности силового трансформатора

Значение индуктивности контура намагничивающего тока

$$L \approx \frac{Z_{\text{нм}}}{\omega} = \frac{U_{\text{п}}}{I_{\text{нм.эф}} 3,14} = \frac{850}{17 \cdot 314} = 0,16 \text{ Гн.}$$

Имеем

$$U_{\text{DRM}} = 2700 \text{ В; } U_A = \sqrt{2} U_{\text{п}} = 1200 \text{ В.}$$

Отсюда из (5.82) и (5.83)

$$R \leq (2700 - 1200) / 34 \leq 50 \text{ Ом;}$$

$$C = 0,16 \cdot 34^2 / (2700^2 - 1200^2) \geq 31,6 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

г) Отключение выключателем тока нагрузки на стороне выпрямленного напряжения. Эквивалентная схема показана на рис. 5.23. Здесь E_d — источник постоянного напряжения — преобразовательная установка; L_1 и L_2 — индуктивности рассеяния силового трансформатора; S — выключатель в цепи нагрузки; L — сглаживающий реактор в цепи выпрямленного тока; Z — сопротивление нагрузки; ОУ — дополнительное устройство ограничения напряжения.

Если принять, что $L = 0$ и что прерывание тока выключателем S происходит мгновенно, то данный случай сводится к предыдущему, т. е.

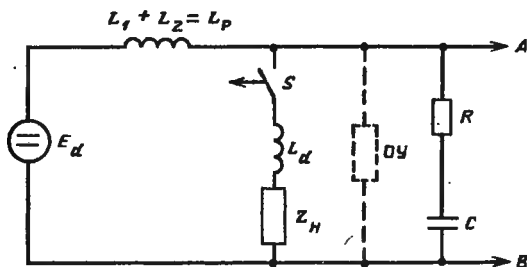


Рис. 5.23. Эквивалентная схема для расчета перенапряжений, возникающих при отключении выключателем на стороне выпрямленного напряжения тока короткого замыкания в нагрузке

$$R \leq \frac{U_{DRM} - U_A}{I_{SM}};$$

$$C = \frac{(L_1 + L_2) I_{SM}^2}{U_{DRM}^2 - U_A^2} = \frac{L_{\text{расс}} I_{SM}}{U_{DRM}^2 - U_A^2},$$

где I_{SM} — максимальное значение тока при отключении:

$$I_{SM} = I_{dH} 116 / u_k \%;$$

$$L_{\text{расс}} = L_1 + L_2;$$

I_{dH} — номинальный выпрямленный ток.

Пример 5.11. Пусть требуется ограничить перенапряжение в ПУ согласно примеру 5.2 и трансформатор согласно примеру 5.7. Дано: $I_{dH} = 900$ А; $u_k = 10\%$.

Решение.

$$Z_H = \frac{850}{850} = 1 \text{ Ом}; \quad Z_{\text{расс}} = 0,1; \quad Z_H = 0,1 \text{ Ом};$$

$$L_{\text{расс}} \approx \frac{0,1}{314} = 0,318 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Тогда

$$I_{SM} = 900 \cdot 116 / 10 = 10\,400 \text{ А};$$

$$R \leq \frac{2700 - 1200}{10 \cdot 400} = 0,145 \text{ Ом};$$

$$C = \frac{1 \cdot 0,318 \cdot 10^{-3} (10,4 \cdot 10^3)^2}{2700^2 - 1200^2} = 5960 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Параметры RC -контура в данном случае оказываются практически неприемлемыми. Поэтому функции ограничения перенапряжения необходимо возложить на устройство ограничения напряжения (ОУ) (см. рис. 5.3). Устройство ограничения напряжения может быть выполнено в виде разрядника или тиристора, соединенного последовательно с линейным или нелинейным сопротивлением (см. [5.3, с. 279]).

Возможен и другой подход к защите от перенапряжений, при котором учитываются электродинамические характеристики выключателя:

а) время гашения дуги $t_{\text{гаш}}$;

б) максимально возможное напряжение между контактами при гашении дуги $U_{\text{м. гаш}}$.

Тогда

$$U'_{AB} = L_{\text{расс}} \frac{di_S}{dt} = L_{\text{расс}} \frac{I_{SM}}{t_{\text{гаш}}}.$$

Так как $t_{\text{гаш}}$ зависит от тока нелинейно, уменьшаясь вместе со снижением тока, то возможно увеличение di_s/dt при малых токах. Поэтому необходима проверка величины исходя из возможного $U_{\text{м. гаш}}$. Из эквивалентной схемы следует, что

$$U''_{AB} = U_{\text{м. гаш}} \frac{L_{\text{расс}}}{L_p + L_n}, \quad (5.23)$$

где L_p — индуктивность сглаживающего реактора в цепи постоянного тока; L_n — индуктивность нагрузки.

Пример 5.12. Требуется рассчитать величину U_{AB} при использовании выключателя с известными параметрами. Дано: $I_{SM} = 10\,400$ А; $L_{\text{расс}} = 0,318 \cdot 10^{-3}$ Гн; выключатель ВАТ43, 2000 А, 1050 В; собственное время отключения $t_{\text{гаш}} = 5 \cdot 10^{-3}$ с, максимально возможное напряжение между контактами при гашении дуги $U_{\text{м. гаш}} = 5000$ В.

Решение.

$$U'_{AB} = 0,318 \cdot 10^{-3} \frac{10\,400}{5 \cdot 10^{-3}} = 665 \text{ В},$$

$$L_p = 10^{-3} \text{ Гн}; \quad L_n = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$U''_{AB} = 5000 \cdot 0,318 \cdot 10^{-3} / (10^{-3} + 0,1 \cdot 10^{-3} + 0,318 \cdot 10^{-3}) = 5000 \cdot 0,224 = 1120 \text{ В согласно (5.23).}$$

Ограничение скорости нарастания и спадания тока СПП. Скорость нарастания тока для диодов не нормируется, а для тиристоров современного исполнения допустимые значения достаточно велики (см. гл. 2). Поэтому линейные реакторы, ограничивающие амплитуду аварийного тока, в достаточной мере ограничивают di/dt на интервале включения.

На рис. 5.24 показаны зависимости от времени анодного тока i_A и di_A/dt в процессе отпирания тиристора при положительном напряжении на его электродах. В начальный момент включения возникает скачок тока, вызванный разрядом конденсатора демпфирующего RC -контура с большим di_A/dt . Такой режим допустим для тиристорov при условии достаточного тока управления, обеспечивающего нужную зону начального включения эмиттера.

Если по режиму работы преобразовательной установки требуется обеспечить di_A/dt больше, чем допустимо по паспортным данным тиристора, то используется включение реакторов с насыщающимися магнитопроводами (пермаллой, феррит). Зависимости от времени тока i_A и di_A/dt показаны на рис. 5.25. Степень с кривой тока, формируемая за счет введения насыщающегося реактора, должна иметь такую длительность, чтобы средняя величина di_A/dt на интервале включения не превышала допустимого значения для данного СПП.

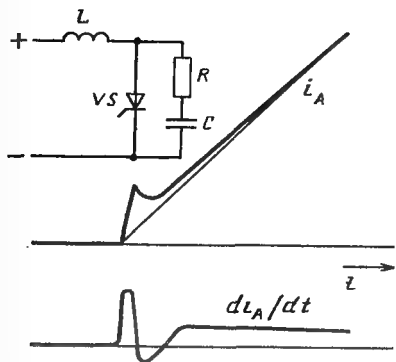


Рис. 5.24. Нарастание анодного тока при включении тиристора

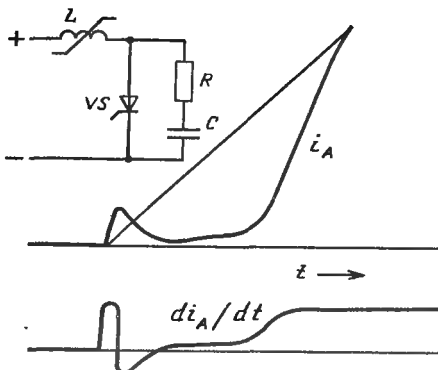


Рис. 5.25. Процесс включения тиристора при наличии насыщающегося реактора в цепи тока

Некоторые явления, связанные с процессом отпирания тиристорov. Рассмотрим трехфазную мостовую схему (рис. 5.26, *a*), работающую в инверторном режиме, с углом $\alpha = 120$ эл. град. Из приведенной на рис. 5.26, *б* кривой напряжения анод—катод для вентиля 1 видно, что в момент перехода

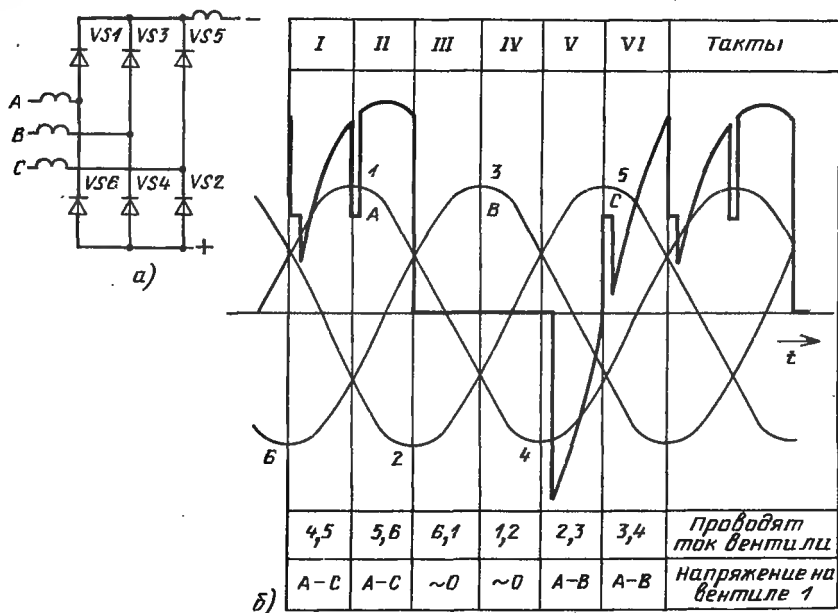


Рис. 5.26. Трехфазная мостовая схема (*a*) и кривая напряжения на тиристоре, работающем в преобразовательной установке с трехфазной мостовой схемой при угле регулирования $\alpha = 120$ эл. град (*б*)

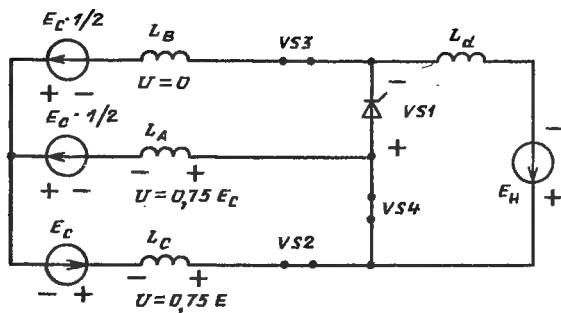


Рис. 5.27. Эквивалентная схема преобразовательной установки на интервале коммутации тиристоров

от обратного напряжения к положительному ($\alpha = 240$ эл. град) имеет место пик напряжения с крутым фронтом. На рис. 5.27 представлена схема замещения, позволяющая пояснить возникновение этого пика и оценить его амплитуду.

На схеме рис. 5.28 показаны ЭДС обмоток трансформатора E_c , индуктивности рассеяния обмоток $L_A = L_B = L_C = L_p$, тиристоры $VS1$ и $VS4$, слагающая индуктивность L_d и напряжение E_H нагрузки, рекупирующей энергию в сеть переменного напряжения через инвертор. В конце такта IV (см. рис. 5.26) проводят ток тиристоры $VS2$ и $VS3$. По контуру $+E_H \rightarrow VS2 \rightarrow L_C \rightarrow E_c \rightarrow 0 \rightarrow E_c \cdot 1/2 \rightarrow L_B \rightarrow VS3 \rightarrow L_d \rightarrow -E_H$ протекает постоянный ток I_H . К тиристоры $VS1$ прикладывается напряжение, действующее в контуре $катод\ VS1 \rightarrow VS3 \rightarrow L_B \rightarrow +E_c \cdot 1/2 \rightarrow -E_c \cdot 1/2 \rightarrow L_A \rightarrow \text{анод}\ VS1$, равное 0, и в контуре $катод\ VS1 \rightarrow L_d \rightarrow -E_H \rightarrow VS2 \rightarrow L_C \rightarrow +E_c \rightarrow +E_c \cdot 1/2 \rightarrow L_A \rightarrow \text{анод}\ VS1$, также равное нулю, поскольку

$$E_c + E_c \cdot 1/2 - E_H = 0; \quad u_{L_B} = 0; \quad u_{L_A} = 0.$$

После отпирания $VS4$ в контуре

$$VS2 \rightarrow L_C \rightarrow +E_c \rightarrow E_c \cdot 1/2 \rightarrow L_A \rightarrow VS4 \rightarrow VS2$$

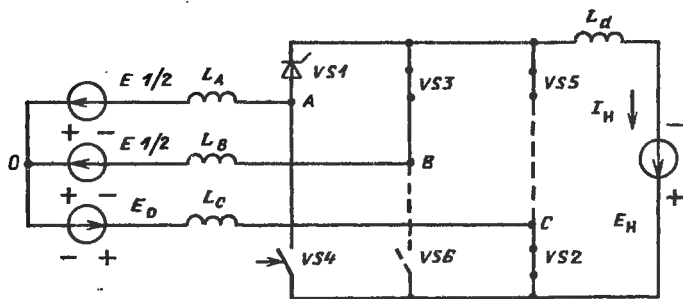


Рис. 5.28. Схема замещения для эквивалентной схемы рис. 5.27

начинает протекать ток L_k . Этот ток нарастает со скоростью

$$\frac{di_k}{dt} = I_p \frac{di}{dt} = L_p \frac{E_c + E_c \cdot 1/2}{L_c + L_A} = \frac{1,5 E_c}{2 L_p}.$$

При протекании коммутирующего тока i_k на индуктивностях L_A и L_C возникает падение напряжения u_L , равное:

$$u_L = L \frac{di}{dt} = L_p \frac{1,5 E_c}{2 L_0} = 0,75 E_c.$$

Из рис. 5.27 видно, что напряжение на $VS1$ после отпирания $VS4$ определяется параметрами контура катод $VS4 \rightarrow L_A \rightarrow -E_c \cdot 1/2 \rightarrow 0 \rightarrow +E_c \cdot 1/2 \rightarrow L_B \rightarrow$ анод $VS4$, в котором действуют ЭДС, отсюда уровень скачка напряжения

$$U_{ск} = 0 + E_c \cdot 1/2 - E_c \cdot 1/2 + 0,75 E_c = 0,75 E_c$$

и скорость нарастания напряжения

$$\frac{\Delta u_{ск}}{\Delta t} = \frac{U_{ск}}{t_{gr}},$$

где t_{gr} — время спада напряжения на $VS4$.

Или, обходя контур катод $VS4 \rightarrow L_B \rightarrow 0 \rightarrow L_C \rightarrow$ анод $VC4$, получаем

$$U_{ск} = 0 + E_c \cdot 1/2 + E_c + 0,75 E_c = 0,75 E_c,$$

т. е. то же значение.

Поскольку

$$E_c = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_{л.эф} (\sin 90^\circ + \sin 30^\circ) = 1,22 U_{л.эф},$$

где $U_{л.эф}$ — линейное напряжение в трехфазной системе переменного напряжения (эффективное значение), то

$$U_{ск} = 0,75 E_c = 0,92 U_{л.эф}.$$

Переход к эквивалентной схеме практически выполняемой преобразовательной установки, которая показана на рис. 5.29, позволяет оценить влияние демпфирующих контуров $R_A, R_B, R_C, C_A, C_B, C_C$ на амплитуду и скорость нарастания напряжения на тиристоре. Нарастание напряжения $U_{ск}$ можно считать мгновенным, поскольку оно определяется временем резкого спада напряжения анод — катод тиристора $VS4$, а это время составляет около 1 мкс.

Рассмотрим схему на рис. 5.30, а. На ней показаны источник ступени напряжения $U_{ск}$, объединенные индуктивности L_A, L_B, L_C, L_d , сопротивления R_A, R_B, R_C и емкости C_A, C_B, C_C . От этой схемы возможен переход к одноконтурной схеме за-

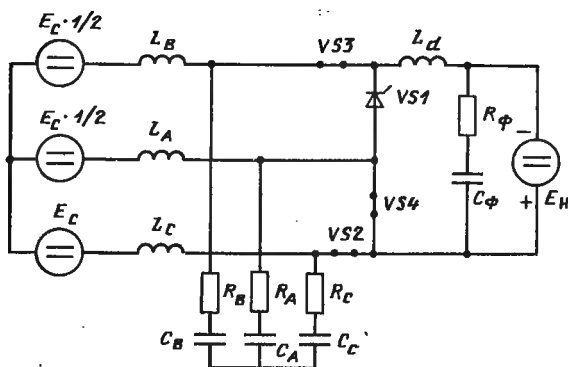


Рис. 5.29. Эквивалентная схема преобразовательной установки, содержащей RC-контуры

мещения рис. 5.30, б, на основании которой можно выполнить расчеты скорости нарастания напряжения на тиристоре $VS1$. Здесь показана также L_{MH} — индуктивность монтажных проводов.

После определения

$$L = \frac{\left(L_B - \frac{L_A L_C}{L_A + L_C} \right) L_d}{L_B + \frac{L_A L_C}{L_A + L_C} + L_d} + L_{MH};$$

$$R = R_B + \frac{R_A R_C}{R_A + R_C};$$

$$C = \frac{(C_A + C_C) C_B}{C_A + C_B + C_C}.$$

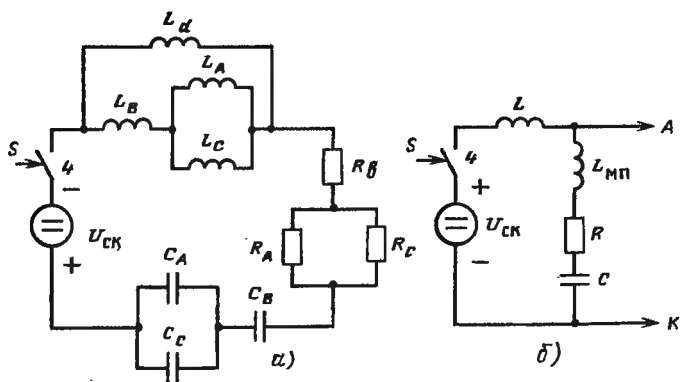


Рис. 5.30. Схемы замещения для рис. 5.29

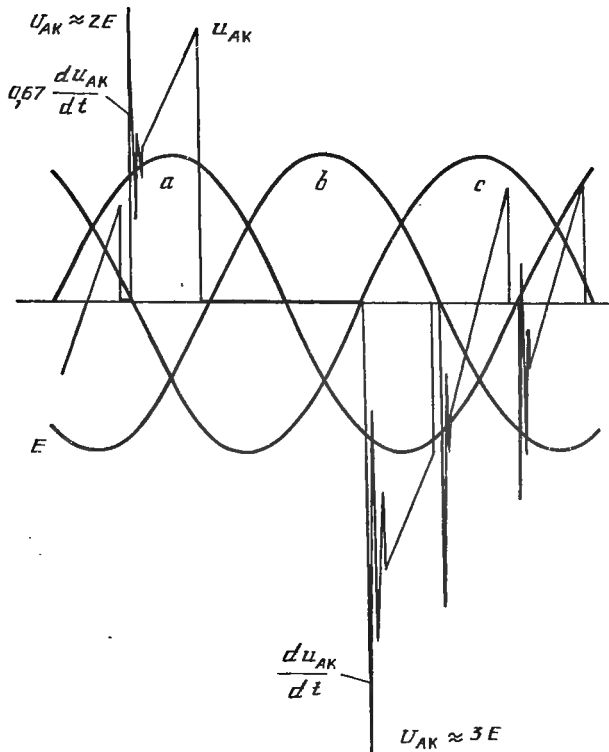


Рис. 5.31. Кривая напряжения u_{AK} на СПП при угле регулирования $\alpha=90$ эл. град

Используем для расчета значения напряжения U_{AK} и формулу (5.14):

$$U_{AK} = U_{ск} \left\{ 1 - \left(\frac{b}{\omega} \sin \omega t - \cos \omega t \right) \exp(-bt) + \frac{L_{мн}}{L} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{t_{gr}}\right) \right] \right\},$$

где $b = \frac{R}{2L}$; $\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$ на интервале $t < t_{\gamma}$ (t_{γ} — окончание коммутации).

Зависимость от времени напряжения u_{AK} для угла регулирования $\alpha=90$ эл. град показана на рис. 5.31.

Пример 5.13. а) Пусть требуется рассчитать зависимость напряжения от времени для преобразовательной установки с параметрами примера 5.4. Дано:

$$U_{ск} = 780 \text{ В}; \quad L_A = L_B = L_C = \frac{1}{2} 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$C_A = C_B = C_C = \sqrt{3} \cdot 32 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$R_A = R_B = R_C = 4,75 \text{ Ом};$$

$$L_d = 5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}; \quad L_{\text{мн}} = 10^{-5} \text{ Гн}; \quad t_{gr} = 10^{-6} \text{ с}.$$

Решение.

$$L = \frac{0,75 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{0,75 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3}} + 10^{-5} = 0,662 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$R = 4,75 + \frac{4,75 \cdot 4,75}{4,75 + 4 \cdot 75} = 7,1 \text{ Ом};$$

$$C = \frac{(1+1 \cdot 1)}{1+1+1} \sqrt{3} \cdot 32 = 37 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$b = \frac{7,1}{2 \cdot 0,662 \cdot 10^{-3}} = 5,35 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1};$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{0,662 \cdot 10^{-3} \cdot 37 \cdot 10^{-6}} - (5,35 \cdot 10^3)^2} = 3,52 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1};$$

$$U_{\text{АК}} = 780 [1 + (1,52 \sin \omega t - \cos \omega t) \times \\ \times \exp(-5,35 \cdot 10^3 t) + 1,51 \cdot 10^{-2} \exp(-10^6 t)], \text{ В}.$$

Максимум напряжения будет при $t = \pi/2\omega = 0,142 \cdot 10^{-3} \text{ с}$:

$$U_{\text{АКmax}} = 780 [1 + 1,52 \exp(-0,76)] = 1320 \text{ В}.$$

Максимум $du_{\text{АК}}/dt$

$$\left| \frac{du_{\text{АК}}}{dt} \right|_{t=0} = 780 (2 \cdot 5,35 \cdot 10^3 + 10^{-5}/10^{-3}) = 19,7 \cdot 10^6 \text{ В/с}.$$

б) Пусть требуется решить аналогичную задачу для преобразовательной установки примера 5.5. Дано:

$$U_{\text{ск}} = 0,75 U_{\text{к}} = 0,75 \cdot 600 = 450 \text{ В};$$

$$L_A = L_B = L_C = \frac{1}{2} L = 0,5 \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн};$$

$$C_A = C_B = C_C = 0,075 \text{ мкФ};$$

$$R_A = R_B = R_C = 40 \text{ Ом};$$

$$L_d = 10^{-4} \text{ Гн};$$

$$L_{\text{мн}} \approx 0 \text{ Гн}.$$

Решение. Насыщающиеся реакторы шунтированы сопротивлениями $R_{\text{ш}} = 60 \text{ Ом}$. Поэтому влияния насыщающихся реакторов можно не учитывать, но значение шунтирующего

сопротивления необходимо учесть при расчете колебательного процесса.

Сопротивления R_A , R_B , R_C и конденсаторы C_A , C_B , C_C в данном случае соединены в треугольник, и коэффициент $\sqrt{3}$ следует опустить. Тогда

$$L = \frac{1,5 \cdot 3 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-4}}{1,5 \cdot 3 \cdot 10^{-6} + 10^{-4}} + 0 = 4,3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн};$$

$$C_3 = 1,5 \cdot 0,075 = 0,113 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$R = R_3 + R_{ш} = 0,67 \cdot 40 + 60 = 27 + 60 = 87 \text{ Ом};$$

$$b = \frac{R_3}{2L} = \frac{87}{2 \cdot 4,3 \cdot 10^{-6}} = 10,1 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1};$$

$$\frac{1}{LC} = \frac{1}{4,3 \cdot 10^{-6} \cdot 0,113 \cdot 10^{-6}} = 2,06 \cdot 10^{12} \text{ с}^{-2};$$

$$\lambda = \sqrt{-\frac{1}{LC} + b^2} = \sqrt{(-2,06 + 102) \cdot 10^{12}} = 10 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}.$$

Расчет напряжения U_{AB} проведем согласно формулам апериодического заряда конденсатора:

$$u_C = U_{\text{ск}} \left[1 - \frac{\tau_1 \exp(-t/\tau_1) - \tau_2 \exp(-t/\tau_2)}{\tau_1 - \tau_2} \right]; \quad (5.24)$$

$$i_C = U_{\text{ск}} C \frac{\exp(-t/\tau_1) - \exp(-t/\tau_2)}{\tau_1 - \tau_2}, \quad (5.25)$$

где

$$\tau_1 = \frac{1}{b - \lambda} = \frac{10^{-6}}{10,1 - 10} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$\tau_2 = \frac{1}{b + \lambda} = \frac{10^{-6}}{10,1 + 10} = 0,0475 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$1/\tau_1 = 0,1 \cdot 10^6 \text{ с}; \quad 1/\tau_2 = 20,1 \cdot 10^6 \text{ с};$$

$$\tau_1 - \tau_2 \approx 10 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Из эквивалентной схемы рис. 5.32, а и схемы замещения рис. 5.32, б видно, что напряжение u_{AK} определяется напряжением заряда конденсатора C и падением напряжения на сопротивлении R_3 . В то же время апериодический процесс заряда конденсатора задается сопротивлением $R = R_3 + R_{ш}$.

Следовательно, по формуле (5.24)

$$\begin{aligned} u_{AK} &= U_{\text{ск}} + R_{ш} i_C = \\ &= U_{\text{ск}} \left[1 - \frac{(\tau_1 - RC) \exp(-t/\tau_1) + (\tau_2 + RC) \exp(-t/\tau_2)}{\tau_1 - \tau_2} \right]. \end{aligned}$$

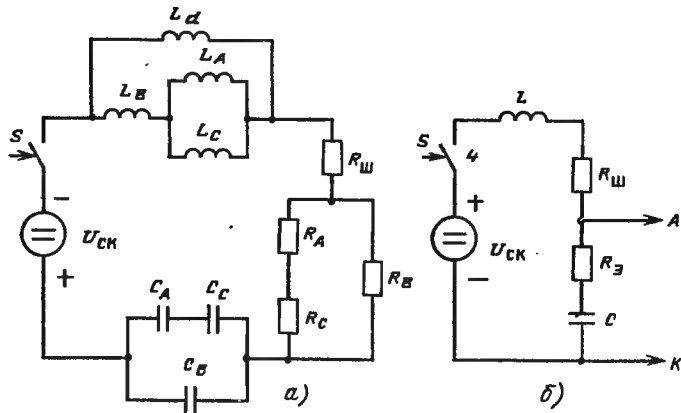


Рис. 5.32. Эквивалентные схемы для расчета влияния скачка напряжения, возникающего при включении тиристора

Откуда

$$U_{AK} = 450 \left[1 - \frac{3,5 \cdot 10^{-6} \exp(-0,1 \cdot 10^6 t) + 6,5 \cdot 10^{-6} \exp(-20,1 \cdot 10^6 t)}{10 \cdot 10^{-6}} \right] \text{ В;}$$

$$RC = 27 \cdot 0,75 \cdot 10^{-6} = 0,202 \cdot 10^{-6} \text{ с;}$$

$$\tau_1 - RC = 10 \cdot 10^{-6} - 0,202 \cdot 10^{-6} = 9,8 \cdot 10^{-6} \text{ с;}$$

$$\tau_2 + RC = 0,0475 \cdot 10^{-6} + 0,202 \cdot 10^{-6} = 0,25 \cdot 10^{-6} \text{ с;}$$

или

$$u_{AK} = 450 [1 - 0,98 \exp(-0,1 \cdot 10^6 t) - 0,02 \exp(-20,1 \cdot 10^6 t)] \text{ В.}$$

Дифференцируя по t , получаем

$$\frac{du_{AK}}{dt} = 450 \cdot 10^6 [0,098 \exp(-0,1 \cdot 10^6 t) +$$

$$+ 0,4 \exp(20,1 \cdot 10^6 t)] \text{ В/с} = 450 \cdot 0,41 \cdot 10^6 = 185 \text{ В/мкс.}$$

Расчет коммутационных потерь в СПП. Тиристор для заданного режима выбирается по допустимому значению общих потерь для одного цикла, которое приводится в информационных материалах. Однако для выбора и расчета параметров элементов устройств ограничения воздействий необходимо знать распределение потерь по отдельным участкам цикла работы СПП: включение, протекание прямого тока, выключение. Диоды включаются практически без дополнительных потерь.

При включении тиристора выделяется дополнительная энергия

$$W' = 0,22 U_A I_A (t_{gt} - t_{gd}) + U_A U_T C,$$

или

$$W' = 0,22 U_A \frac{di_A}{dt} (t_{gt} - t_{gd})^2 + U_A U_T C,$$

где W' — энергия потерь, выделяющихся при включении тиристора, Вт·с; U_A — напряжение анод — катод тиристора перед включением, В; U_T — импульсное значение прямого падения напряжения, В; C — емкость демпфирующего конденсатора, Ф; t_{gt} — время включения тиристора, с; t_{gd} — время задержки включения, с; I_A — анодный ток в момент окончания процесса включения, А.

Энергия, выделяющаяся в одном цикле при протекании прямого тока,

$$W'' = I_{A(AV)} (U_{TO} + r_T k_\phi I_{A(AV)}) / \eta f,$$

где $I_{A(AV)}$ — среднее значение прямого тока, А; U_{TO} — пороговое падение напряжения, В; r_T — дифференциальное сопротивление в открытом состоянии, Ом; k_ϕ — коэффициент формы тока; η — скважность прямого тока; f — частота циклов, Гц.

Энергия, выделяющаяся при выключении, рассчитывается по формуле (5.4):

$$W''' = Q_{rr} U_k, \text{ Дж.}$$

Суммарная энергия потерь, выделяющихся в одном цикле,

$$W = W' + W'' + W''', \text{ Дж.}$$

5.5. ГРУППОВОЕ СОЕДИНЕНИЕ СПП

Параллельное соединение. Параллельное соединение СПП необходимо, если ток вентиляльного плеча превышает допустимый для СПП ток, при этом требуется учитывать значения как рабочего тока $I_{A(AV)}$, так и возможного аварийного тока I_{SM} . Как правило, переходят к параллельному соединению СПП, когда требуемая токовая нагрузочная способность не может быть достигнута за счет использования СПП с наибольшим допустимым током.

При параллельном соединении СПП главной задачей является равномерное распределение тока между СПП сборки с учетом следующих требований:

в рабочем режиме обеспечивается такое распределение нагрузок, что средний ток наиболее нагруженного СПП при фактических условиях теплоотвода не превосходит допустимого для него значения $I_{T(AV)}$;

в режиме протекания аварийного тока распределение нагрузок должно быть таким, чтобы протекающий через любой СПП ток не превосходил допустимого значения I_{TSM} ;

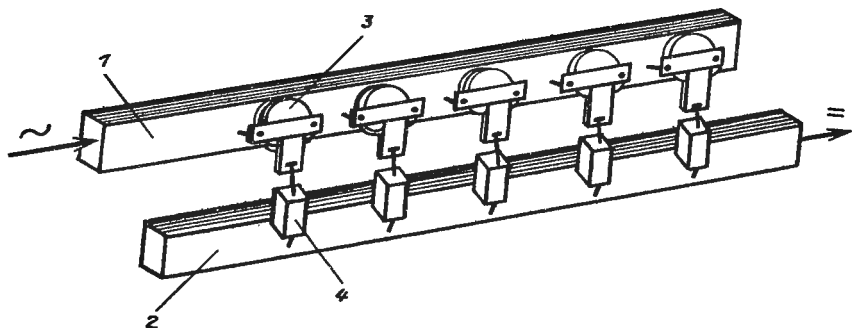


Рис. 5.33. Конструктивное расположение СПП при параллельном соединении: 1, 2—токоподводящие шины; 3—СПП; 4—предохранители

при обрыве цепи или отключении любого одного или нескольких СПП распределение тока между оставшимися в работе СПП не должно существенно нарушаться.

Для решения поставленной задачи необходимо обеспечить идентичность условий работы каждой вентильной цепи и добиться идентичности вольт-амперных характеристик вентильных цепей.

Первое требование содержит два аспекта: конструктивное расположение параллельных ветвей, обеспечивающее равенство полных сопротивлений токоподводов, и обеспечение идентичности условий теплоотвода для СПП.

На рис. 5.33 показано размещение СПП при параллельном соединении, а на рис. 5.34 дана соответствующая схема замещения (L_1 и R для участков токоподводящих шин, L_2 , R_T , U_{TO} и вентильных ветвей).

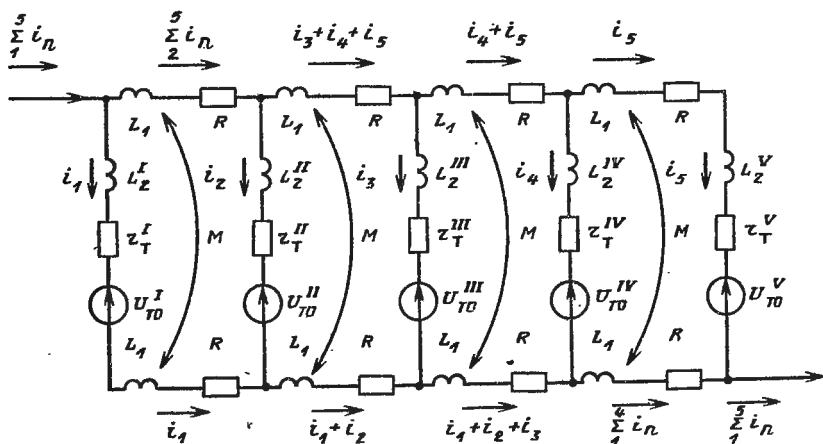


Рис. 5.34. Схема замещения электрических цепей при параллельном соединении СПП

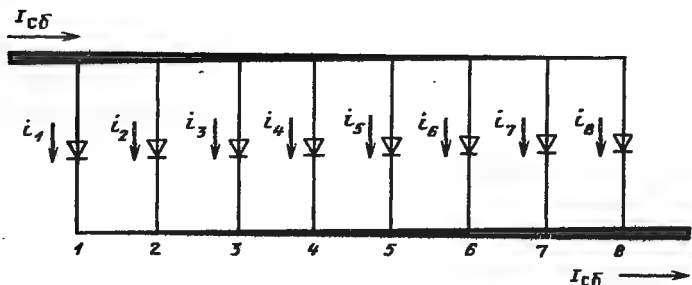


Рис. 5.35. Распределение токов при питании параллельно соединенных СПП

Из рис. 5.35 видно, что при полностью симметричной схеме с равными L_1 и R , а также L_2 , r_T и U_{T0} разность потенциалов на поперечных ветвях будет различной (рис. 5.36), поскольку падение напряжения на верхних L_1 , R и нижних L_1 , R для крайних ячеек будет неодинаковым. Это является следствием того, что по верхним L_1 и R левой ячейки проходит ток $\sum_{n=1}^5 i_n$, а по нижним i_1 ; аналогично по верхним L_1 и R правой ячейки проходит ток i_5 , а по нижним L_1 и R — ток $\sum_{n=1}^4 i_n$. Этот эффект до некоторой степени ослабляется влиянием взаимных индуктивностей M . Для средних ячеек, где токи через верхние и нижние L_1 и R различаются меньше, относительное распределение нагрузок будет более равномерным.

Характер распределения тока по ветвям «лестничной» схемы показан на рис. 5.37 для значений $Z_2/Z_1 = 14$ и 100 ($Z_2 = r_T + pL_2$; $Z_1 = R + pL_1$). Видно, что увеличение полного сопротивления вентильных ветвей ведет к более равномерному распределению тока.

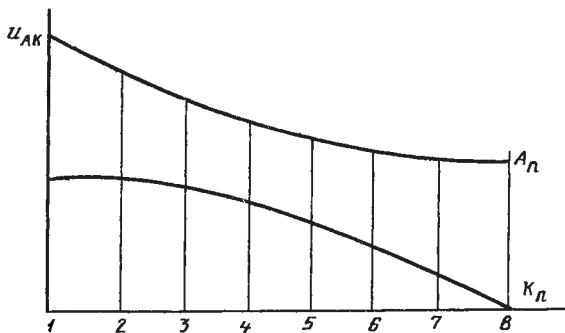


Рис. 5.36. Разность потенциалов, прикладываемая к параллельно работающим СПП в зависимости от места подключения их к токоподводам

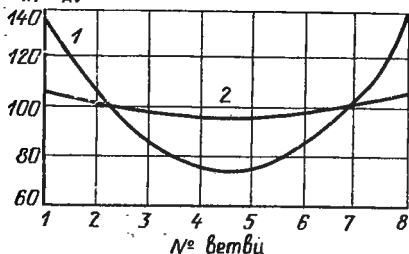
$i_k / i_{AV}, \%$


Рис. 5.37. Распределение тока по параллельным ветвям с СПП в зависимости от соотношения полных сопротивлений участков токоподвода Z_1 и вентильных ветвей Z_2 :
1 — $Z_2/Z_1 = 14$; 2 — $Z_2/Z_1 = 100$

Кроме того, распределение тока изменяется в течение рабочей части периода. Как правило, ток вентильных групп мощных преобразовательных установок имеет форму, близкую к трапеции. На интервале коммутации, когда ток нарастает, преобладающее влияние имеют индуктивные элементы схемы, на интервале протекания слабоизменяющегося тока деление тока определяется в основном активными сопротивлениями. Кривые токов крайних (i_1, i_5) и средней (i_3) ветвей показаны на рис. 5.38.

На рис. 5.39 отражено влияние конструктивного выполнения ветвей с СПП на распределение токов между ветвями. Распределение тока зависит как от расположения токоведущих шин, так и от числа параллельных ветвей.

Все предшествовавшие выводы относятся к делению тока при равенстве полных сопротивлений вентильных ветвей. Фактически такого равенства не возникает, поскольку ВАХ СПП имеют статистический разброс.

Существуют следующие методы выравнивания характеристик ветвей:

подбор СПП по вольт-амперным характеристикам;

включение последовательно с каждым СПП выравнивающих сопротивлений, например предохранителей с калиброванными плавкими вставками;

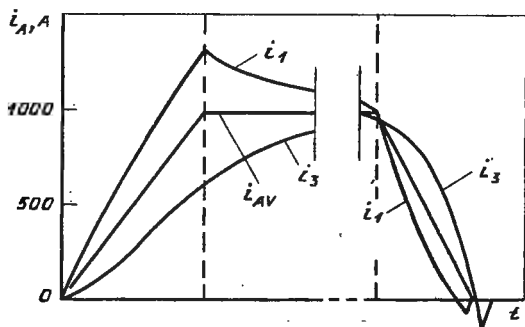


Рис. 5.38. Кривые, характеризующие динамическое изменение прямого тока СПП для крайнего i_1 и среднего i_3 расположений в параллельном соединении

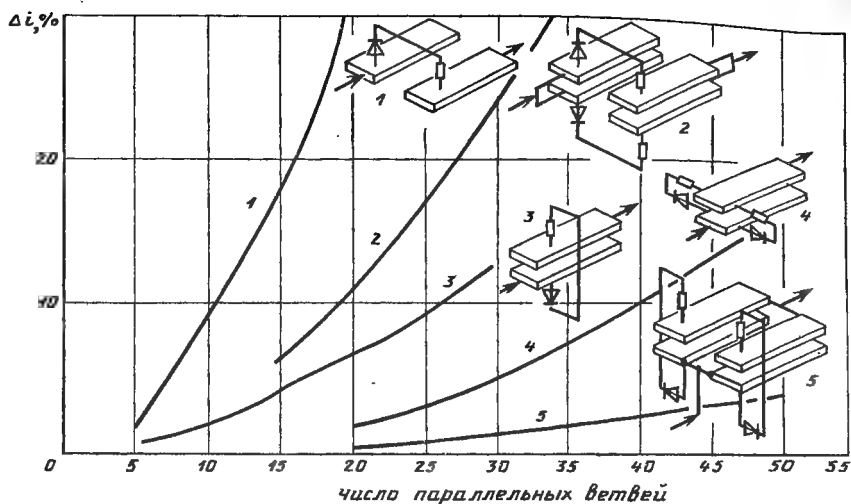


Рис. 5.39. Отклонения в распределении тока по параллельным ветвям, связанные с различным конструктивным выполнением монтажа

установка индуктивных делителей тока.

Первые два способа дают возможность минимизировать массу и габариты вентильных блоков, но могут доставить неудобства в случае необходимости замены отдельных СПП.

Рассмотрим критерии, по которым подбираются ВАХ СПП для получения заданной точности распределения тока по параллельным ветвям.

Если вентильный блок имеет m параллельных ветвей (рис. 5.40), то прежде всего выбирают (см. рис. 5.39) конструкцию токоподводов и расположение ветвей, которые обеспечивают достаточную равномерность деления тока. Затем определяется требуемая точность подбора вольт-амперных

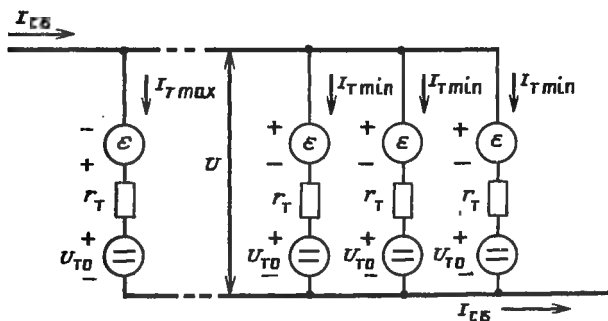


Рис. 5.40. Схема замещения m параллельно соединенных СПП

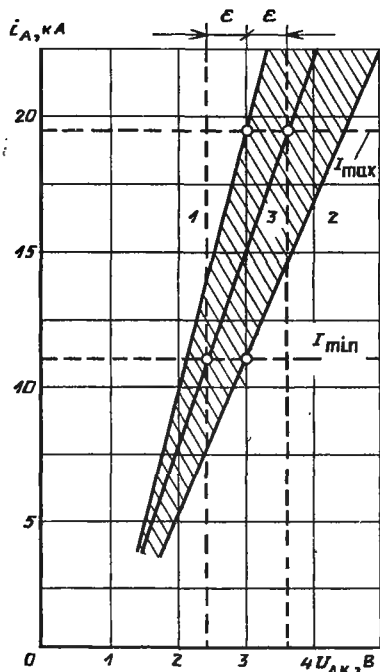


Рис. 5.41. Прямые вольт-амперные характеристики СПП в кусочно-линейной аппроксимации, ограничивающие области статистического разброса 1 и 2 и усреднения ВАХ 3

перных характеристик СПП, нагруженного СПП сборки не превышает допустимого для данного режима.

На рис. 5.41 показаны примерные вольт-амперные характеристики 1 и 2, ограничивающие зону статистического разброса ВАХ однотипных СПП (зона заштрихована). Напряжению $U_{AK} = 3$ В на графике соответствуют токи $I_{Tmin} = 12$ кА и $I_{Tmax} = 19,5$ кА. На рис. 5.41 видно, что может быть построена единая эквивалентная характеристика 3, при которой ток $I_{Tmin} = f(U'_{AK} - \epsilon)$, а ток $I_{Tmax} = f(U'_{AK} + \epsilon)$. На рис. 5.42 показано, что добавочное напряжение ϵ действует в каждой вентильной ветви и в зависимости от знака увеличивает или уменьшает ток ветви. Таким образом, можно перейти к единой эквивалентной характеристике и подбирать СПП таким образом, чтобы при протекании калибровочного тока разброс падений напряжения не превышал $\pm \epsilon$. Задача состоит теперь в том, чтобы определить ϵ .

На рис. 5.43 повторена ВАХ 3 рис. 5.41, взятая из инфор-

характеристик СПП, исключая недопустимые токовые нагрузки отдельных СПП.

Наиболее неблагоприятный случай (рис. 5.41), для которого нужно вести расчеты, это когда одна вентильная ветвь имеет относительно малое сопротивление и пропускает ток I_{Tmax} , а остальные $m-1$ ветвей имеют относительно большое сопротивление, и каждая пропускает ток I_{Tmin} . Тогда средний ток ветви $I_{T(AV)}$ определяется следующим образом:

$$I_{Tmax} + (m-1)I_{Tmin} = mI_{T(AV)}.$$

Откуда

$$I_{T(AV)} = \frac{I_{Tmax} + (m-1)I_{Tmin}}{m}.$$

Расчет распределения тока по СПП следует вести для условий максимально возможной токовой нагрузки, например для режима, близкого к протеканию аварийного тока I_{TSM} . Целью расчета в данном случае является определение максимально допустимого диапазона разброса вольт-амперных характеристик СПП, при котором ток I_{Tmax} наиболее

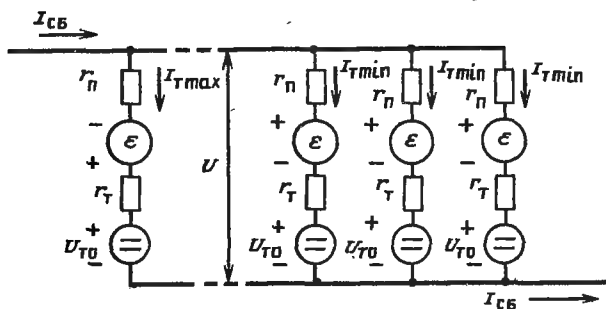


Рис. 5.42. Схема замещения m параллельно соединенных ветвей, содержащих калиброванный предохранитель последовательно с СПП

мационных материалов в кусочно-линейной аппроксимации

$$i = (u_{AK} - U_T) / r_T$$

и проведена кривая 4, являющаяся дробно-степенной аппроксимацией

$$i = Ku_{AK}^N$$

той же ВАХ, при этом опорные точки

$$I_1 = 3,14 I_{T(AV)}; I_2 = I_{DSM}$$

для обеих кривых совпадают.

Поэтому без существенной погрешности можно записать

$$I_{min} = K(u_{AK} - \varepsilon)^N; \quad (5.26)$$

$$I_{max} = K(u_{AK} + \varepsilon)^N, \quad (5.27)$$

если ε мало по сравнению с u_{AK} .

Значение N определяется следующим образом:

$$N = \frac{\lg(I_2/I_1)}{\lg(U_2/U_1)},$$

где $U_1 = U_{T(TO)} + r_T I_1$ — падение напряжения при токе I_1 , В;
 $U_2 = U_{T(TO)} + r_T I_2$ — падение напряжения при токе I_2 , В.

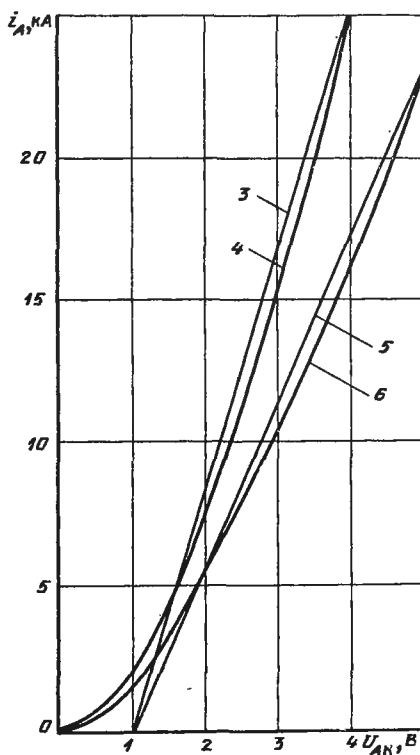


Рис. 5.43. Примеры кусочно-линейной и дробно-степенной аппроксимаций ВАХ СПП 3, 4 и СПП, соединенного последовательно с калиброванным предохранителем, 5, 6

Преобразуем выражения (5.26) и (5.27), используя бином Ньютона, полагая ε малым по сравнению с U_{AK} и отбрасывая члены с большими, чем единица, степенями ε :

$$(U_{AK} \pm \varepsilon)^N \approx (U_{AK}^N \pm N U_{AK}^{N-1} \varepsilon) = U_{AK}^{N-1} (U_{AK} \pm N \varepsilon).$$

Тогда

$$I_{\max} = K U_{AK}^{N-1} (U_{AK} + N \varepsilon);$$

$$I_{\min} = K U_{AK}^{N-1} (U_{AK} - N \varepsilon);$$

$$\xi = \frac{I_{\max}}{I_{AV}} = \frac{I_{\max} m}{I_{\max} + (m-1) I_{\min}},$$

откуда

$$\varepsilon = \frac{U_1}{N} \frac{m(\xi - 1)}{m(\xi + 1) - 2\xi}. \quad (5.28)$$

Применяя выражение (5.28), можно, задаваясь величиной ξ , характеризующей степень использования нагрузочной способности СПП, определять ε , т. е. требуемую точность подбора приборов по прямому падению напряжения, при этом целесообразно принять

$$U_1 = U_T + r'_T \cdot 3,14 I_{T(AV)}, \quad r'_T = 0,8 r_T. \quad (5.29)$$

В каталогах указывается максимально возможное значение r_T , все приборы, у которых r_T оказывается при контроле больше приводимого в каталоге значения, бракуются. Поскольку значение r_T имеет статистический разброс, большинство СПП имеют значение r_T , меньшее, чем указано в каталоге. Но при фиксированном значении U_{AK} прибор с меньшим r_T будет пропускать больший ток, чем с большим r_T . Статистический разброс значения $U_{T(TO)}$ учитывается величиной ε , значение которой определяется в зависимости от r_T . Требования к подбору характеристик приборов по ε будут более строгими при меньших значениях r_T , чем обосновывается выражение (5.29).

Пример 5.14. Пусть требуется определить условия параллельного соединения СПП. Дано: Ток сборки $I_{c6} = 16\,000$ А; диод Д253-1600 с параметрами:

$$U_{TO} = 1 \text{ В}; \quad r_F = 0,12 \cdot 10^{-3} \text{ Ом};$$

$I_{F(AV)} = 980$ А (с типовым охладителем при скорости охлаждающего воздуха $v = 6$ м/с).

$$I_{FSM} = 28\,000 \text{ А}.$$

Решение. Средний ток диода, допустимый при расположении 5 (см. рис. 5.39),

$$I'_{AV} = 0,99 \cdot 980 = 970 \text{ А.}$$

Минимальный ток диода в сборке при $\xi = 1,2$

$$I''_{AV} = 970/1,2 = 808,5 \text{ А.}$$

Требуемое число приборов в сборке

$$m = 16\,000/808,5 = 20.$$

Принимаем

$$r'_F = 0,8 r_T = 0,8 \cdot 0,12 \cdot 10^{-3} = 0,096 \cdot 10^{-3} \text{ Ом;}$$

$$I_2 = I_{FSM} = 28 \cdot 10^3 \text{ А;}$$

$$U_2 = U_{TO} + r'_F I_{FSM} = 1 + 0,096 \cdot 10^{-3} \cdot 28 \cdot 10^3 = 3,69 \text{ В;}$$

$$I_1 = 3,14 I_{F(AV)} = 3,14 \cdot 1600 = 5000 \text{ А;}$$

$$U_1 = 1 + 0,096 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 1,48 \text{ В;}$$

$$N = \frac{\lg(I_2/I_1)}{\lg(U_2/U_1)} = \frac{\lg(28 \cdot 10^3/5 \cdot 10^3)}{\lg(3,69/1,48)} = 0,748/0,396 = 1,89;$$

$$\xi = 1,2;$$

$$\varepsilon = \frac{U_1}{N} \frac{m(\xi-1)}{m(\xi+1)-2\xi} = \frac{1,48 \cdot 20(1,2-1)}{1,89 \cdot 20(1,2+1)-2 \cdot 1,2} = 0,783 \cdot 0,096 = 0,075 \text{ В;}$$

$$K = \frac{I_1}{(U_1)^N} = \frac{5 \cdot 10^3}{(1,48)^{1,89}} = \frac{5 \cdot 10^3}{2,097} = 2,38 \cdot 10^3.$$

Разбаланс при классификационном токе

$$I_{\max} = K (U_1 + \varepsilon)^N = 2,38 \cdot 10^3 (1,48 + 0,075)^{1,89} = 5474 \text{ А;}$$

$$I_{\min} = K (U_1 - \varepsilon)^N = 2,38 \cdot 10^3 (1,48 - 0,075)^{1,89} = 4525 \text{ А;}$$

$$I_{AV} = \frac{I_{\max} + (n-1) I_{\min}}{m} = \frac{5474 + 19 \cdot 4525}{20} = 4572 \text{ А;}$$

$$\frac{I_{\max}}{I_{AV}} = \frac{5474}{4572} = 1,197 \approx 1,2,$$

т. е. разбаланс равен заданному значению.

Разбаланс при протекании рабочего тока (расчетный)

$$I_{\max p} = 970 \cdot 3 = 2910 \text{ А;}$$

$$I_{\min p} = 808,5 \cdot 3 = 2425 \text{ А;}$$

$$I_{AV p} = \frac{2910 + 19 \cdot 2425}{20} = 2449 \text{ А;}$$

$$I_{\max p}/I_{\min p} = 2910/2449 = 1,19.$$

Напряжение на шинах сборки при протекании тока

$$U_{сб} = \left(\frac{I_{\max}}{K} \right)^{1/N} = \left(\frac{2910}{2380} \right)^{1/1,89} = 1,112 \text{ В};$$

$$\varepsilon = \frac{U_{сб}}{N} \frac{m(\xi-1)}{m(\xi+1)-2\xi} = \frac{1,112}{1,89} \frac{20(1,2-1)}{20(1,2+1)-1 \cdot 1,2} = 0,056 \text{ В}.$$

Определяем значения токов $I_{\max}$, $I_{\min}$, $I_{\max(AV)}$, $I_{\min(AV)}$, $I_{F(AV)}$, $I_{сб}$, $I_{сб(AV)}$ (максимальное и среднее значения токов СПП и сборки):

$$I_{\max} = KU_{сб}^{1,89} = 2,38 \cdot 10^{-38} \cdot 1 \cdot 112^{1,89} = 2910 \text{ А};$$

$$I_{\max(AV)} = 970 \text{ А};$$

$$I_{\min} = K(U_{сб} - 2\varepsilon)^{1,89} = 2,38 \cdot 10^3 (1,112 - 2 \cdot 0,056)^{1,89} = 2380 \text{ А};$$

$$I_{\min(AV)} = 793 \text{ А};$$

$$I_{F(AV)} = (910 + 19 \cdot 793) / 20 = 800 \text{ А};$$

$$I_{сб} = 16000 \text{ А};$$

$$I_{сб(AV)} = 5333 \text{ А};$$

$$I_{\max(AV)} / I_{ср(AV)} = 910 / 800 = 1,14.$$

Распределение токов при протекании аварийного тока:

$$I_{SM} = 28000 \text{ А}$$

$$U_{AB} = 3,69 \text{ В};$$

$$I_{\max} = 2,38 \cdot 3,69^{1,89} = 2,38 \cdot 10^3 \cdot 11,79 = 28000 \text{ А};$$

$$I_{\min} = K(3,69 - 2 \cdot 0,187)^{1,89} = 2,38 \cdot 10^3 \cdot 9,64 = 23000 \text{ А};$$

$$I_{AV} = (28000 + 19 \cdot 23000) / 20 = 23250 \text{ А};$$

$$I_{\max} / I_{AV} = 28000 / 23250 = 1,2.$$

Следовательно, для подбора СПП для параллельного соединения их необходимо подбирать по группам по значениям прямого напряжения U_{FM} при токе $I_F = 3,14 I_{F(AV)}$.

Разбивка по группам производится следующим образом:

$$I - U'_F = U_{FM} \div (U_{FM} - 2\varepsilon);$$

$$II - U''_F = (U_{FM} - 2\varepsilon) \div (U_{FM} - 4\varepsilon);$$

$$III - U'''_F = (U_{FM} - 4\varepsilon) \div (U_{FM} - 6\varepsilon),$$

или по среднему прямому падению напряжения

$$I - U'_{F(AV)} = U_{FM(AV)} \div (U_{FM(AV)} - 2\varepsilon/\pi);$$

$$II - U''_{T(AV)} = (U_{T(AV)} - 2\varepsilon/\pi) \div (U_{T(AV)} - 4\varepsilon/\pi);$$

$$III - U_{F(AV)}''' = (U_{FM(AV)} - 4\varepsilon/\pi) \div (U_{FM(AV)} - 6\varepsilon/\pi).$$

Для диодов Д253-1600 будет иметь место следующая разбивка по группам:

$$I - U_{FM} = 1,6 \div 1,45 \text{ В};$$

$$II - U_{FM} = 1,45 \div 1,3 \text{ В};$$

$$III - U_{FM} = 1,3 \div 1,15 \text{ В},$$

и соответственно для средних значений

$$I - U_{F(AV)} = 0,51 \div 0,426 \text{ В};$$

$$II - U_{F(AV)} = 0,426 \div 0,414 \text{ В};$$

$$III - U_{F(AV)} = 0,414 \div 0,384 \text{ В}.$$

Пример 5.15. Пусть условия те же, что в примере 5.14, но последовательно с каждым СПП введен предохранитель с калиброванной по сопротивлению плавкой вставкой — $r_{вст} = 5 \cdot 10^{-5}$ Ом (см. рис. 5.42, кривые 5, 6).

Решение.

$$r = r'_F + r_{вст} = 0,096 \cdot 10^{-3} + 0,05 \cdot 10^{-3} = 0,146 \cdot 10^{-3} \text{ Ом};$$

$$I_2 = 28 \cdot 10^3 \text{ А};$$

$$U_2 = U_{FO} + r I_2 = 1 + 0,146 \cdot 10^{-3} \cdot 28 \cdot 10^3 = 5,088 \text{ В};$$

$$I_1 = 5 \cdot 10^3 \text{ А};$$

$$U_1 = 1 + 0,146 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 1 + 0,73 = 1,73 \text{ В};$$

$$N = \frac{\lg(I_2/I_1)}{\lg(U_2/U_1)} = \frac{0,748}{0,468} = 1,597;$$

$$\varepsilon = \frac{Um(\xi - 1)}{Nm(\xi + 1) - 2\xi} = \frac{1,73}{1,597} \cdot 0,096 = 0,104 \text{ В}.$$

Следовательно, диапазоны групп для подбора СПП будут:

$$U'_F = U_{FM} - 2\varepsilon = (1,6 \div 2 \cdot 0,104) = 1,6 - 1,4 \text{ В};$$

$$U''_F = 1,4 \div 1,2 \text{ В и т. д.};$$

$$U'_{F(AV)} = 0,51 \div 0,446 \text{ В};$$

$$U''_{F(AV)} = 0,446 \div 0,38 \text{ В и т. д.,}$$

т. е. область подбора получается в 2 раза более широкой при той же точности распределения токов.

Для случая применения тиристоров процедура расчета остается той же. Вместе с тем необходимо учитывать, что

разброс времени включения тиристоров ведет к дополнительному рассогласованию токов. Поэтому требуется обеспечить достаточно мощные импульсы управления, обеспечивающие уменьшение разброса времен включения тиристоров.

Если подбор СПП нежелателен, то следует использовать индуктивные делители тока. Расчет делителей рассмотрен в [5.5, 5.6].

Последовательное соединение. СПП применяют в случае, когда напряжение, воздействующее на вентиляльное плечо преобразовательной установки, превышает напряжение, допустимое для единичного прибора. Главной задачей в этом случае является обеспечение равномерного распределения запираемого напряжения по последовательно соединенным СПП. Здесь необходимо компенсировать схемными средствами различие токов утечки в закрытом состоянии СПП, обратных токов, барьерных емкостей, времени задержки и времени включения тиристоров, времени восстановления и заряда восстановления, имеющих место в пределах допустимых статистических разбросов параметров приборов.

При выборе схем и расчете параметров устройств деления напряжения рассматривают следующие режимы работы СПП:

1) статический режим—к ветви с запертыми СПП прикладывается постоянное напряжение;

2) квазистатический режим—к ветви с запертыми СПП прикладываются полуволны переменного напряжения синусоидальной формы;

3) динамический режим включения—прикладывается переменное напряжения с протеканием прямого тока;

4) динамический режим выключения—прекращение протекания прямого тока с относительно большим di/dt и приложением восстанавливающегося обратного напряжения с крутым фронтом.

Статический и квазистатический режимы. Статический режим может иметь место, например, при запертых вентиляльных плечах инвертора или после отключения выпрямителя, работающего на заряд конденсатора. Неравномерность деления напряжения возникает как следствие статистического разброса токов утечки в закрытом состоянии I_{DRM} или обратных токов I_{RRM} .

В информационных материалах задают только максимальное значение тока I_{DRM} или I_{RRM} , минимальное значение не нормируется, а поскольку оно может быть на два порядка меньше максимального, при расчетах минимальное значение тока принято равным нулю.

Чем более строго потребуются выравнивать распределение напряжения, тем меньше должны быть значения выравнивающих шунтирующих СПП сопротивлений $R_{ш}$ (рис. 5.44). Но

при этом существенно возрастает ток через них и соответственно увеличиваются потери энергии.

Поэтому здесь приходится идти на компромисс, допуская определенный разброс напряжений и неполное использование по напряжению отдельных СПП в цепи. Подбирать же отдельно сопротивления для каждого СПП невозможно, так как запорные и обратные характеристики СПП нелинейны с различающимися коэффициентами нелинейности и не всегда стабильны во времени. Следовательно, приходится ставить в ветвь больше СПП, чем требуется по сумме их допустимых запираемых напряжений:

$$nU_{DRM} > U'_{\max},$$

где n — число последовательно соединенных СПП в ветви; U_{DRM} — допустимое значение запираемого напряжения СПП; $U'_{\max}$ — максимальное напряжение, приложенное к вентильной ветви в статическом режиме.

Тогда значение шунтирующего сопротивления, одинакового для всех СПП ветви, определяется следующим образом:

$$R_{ш} = \frac{nU_{RRM} - U'_{\max}}{(n-1)I_{RRM}}, \quad (5.30)$$

где I_{RRM} — ток утечки, обратный ток СПП (по каталогу или максимальный для данной ветви).

В квазистатическом режиме деление напряжения также будет определяться в основном омическими сопротивлениями, шунтирующими СПП. Наличие емкостей для обеспечения деления напряжения при различии времени включения тиристоров и величин накопленного заряда тиристоров и диодов обеспечивает улучшение деления напряжения в квазистатическом режиме. Но поскольку в схеме ПУ почти всегда возможно возникновение на ветви постоянного напряжения, при расчетах значений сопротивлений следует исходить из статического режима.

Динамический режим включения. Разброс времени включения отдельных тиристоров, соединенных последовательно в ветви, ведет к перераспределению напряжения между включившимися ранее и включающимися с запаздыванием тиристорами. Тиристоры, включающиеся позже, нагружаются дополнительным напряжением. Они могут включиться по аноду и получить повреждение, ведущее к выходу из строя.

Для уменьшения разброса деления напряжения в процессе включения тиристоров ветви необходимо использовать мощные импульсы управления с крутым фронтом, например до 3 А с фронтом длительностью 1 мкс. Это относится также и к регенеративным тиристорам, применяемым в последовательном соединении. Как показывает опыт, мощный импульс управления с указанными выше параметрами снижает разброс времени включения тиристоров t_{gt} в ветви до 1 мкс. При этом следует

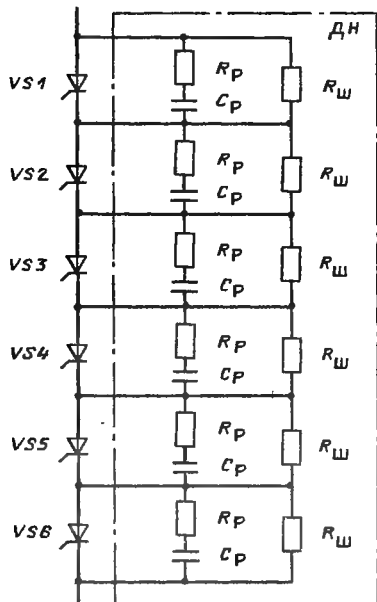


Рис. 5.44. СПП в последовательном соединении:
ДН — делитель напряжения

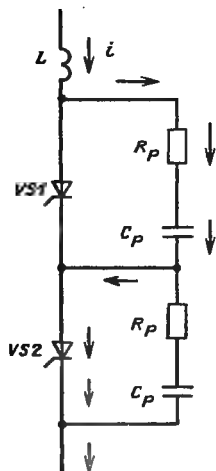


Рис. 5.45. Цепь с двумя последовательно соединенными тиристорами на интервале включения

позаботиться, чтобы в течение остающегося интервала разброса включения напряжение на тиристорах, включающихся с запаздыванием, нарастало достаточно медленно. Необходимое ограничение du/dt может быть достигнуто за счет RC -контуров, соединенных параллельно тиристорам. Для этого часто достаточно контуров, предназначенных для выравнивания деления напряжения при выключении тиристоров (см. далее).

Однако когда индуктивность, действующая в силовой цепи тиристоров, слишком мала и di/dt очень велико, приходится принимать меры по увеличению индуктивности и снижению скорости нарастания тока. Эта индуктивность может представлять собой насыщающийся или линейный реактор с индуктивностью L_p , обеспечивающей получение в цепи суммарной индуктивности L .

На рис. 5.45 показана цепь с двумя последовательно соединенными тиристорами, шунтированными RC -контурами. Примем, что постоянная времени RC больше, чем Δt_{gt} , и в процессе включения тиристоров изменение напряжения на конденсаторе будет пренебрежимо мало. На запаздывающем включаться тиристоре возникает добавочное напряжение

$$\Delta U_{AK} = i(t) R = \frac{u_M(t)}{2} \frac{\Delta t_{gt}}{L/R}.$$

При большой постоянной времени силовой цепи ($L/R \gg t_{gt}$) повышение напряжения ΔU_{AK} будет достаточно малым. Добавив к двум последовательно соединенным тиристорам еще $n-2$ тиристов, воспроизведем самый неблагоприятный случай, когда $n-1$ тиристов включаются одновременно и только один тиристор включается с задержкой. Тогда, принимая примерно одинаковое начальное распределение напряжения $\left(U_{AK} = \frac{1}{n} U_{\max} \right)$, получаем

$$\Delta U_{AK} = \frac{n-1}{n} U_{\max} \frac{\Delta t_{gt}}{L} R$$

или, обозначая напряжение на первом тиристоре через $U_{AKp} = \frac{1}{n} U_{\max}$, получаем

$$\Delta U_{AK} / U_{AKp} = (n-1) \frac{\Delta t_{gt}}{L/R}. \quad (5.31)$$

Однако при наличии в ветви более трех последовательно соединенных тиристов предположение об одновременном включении $n-1$ тиристов дает избыточный результат. На самом деле тиристоры на основе статистического характера разброса времени включения будут включаться один за другим. Поэтому будет справедливым в формулу (5.26) ввести поправочный коэффициент и положить, когда $n > 3$,

$$\frac{\Delta U_{AK}}{U_{AKp}} = \frac{n-1}{2} \frac{\Delta t_{gt}}{L/R}, \quad (5.32)$$

сохранив формулу (5.31) для $n \leq 3$.

С увеличением числа последовательно соединенных тиристов в ветви применение формулы (5.32) будет все более обоснованным.

Динамическое распределение напряжения при выключении. Имеющийся разброс величин зарядов восстановления ΔQ_{rr} , характерный для всех СПП, обуславливает различие значений интегралов обратного тока, что ведет к нарушению распределения напряжения в цепи последовательно соединенных СПП при коммутации тока.

На интервале перехода от отпертого к запертому состоянию перенапряжения возникают на тиристоре с меньшим зарядом восстановления, и они могут быть повреждены. На интервале перехода от запертого состояния к отпертому перенапряжения возникают на тиристорах с большим зарядом восстановления, и они также могут быть повреждены (рис. 5.46). Эти нарушения распределения напряжения остаются в течение последующих

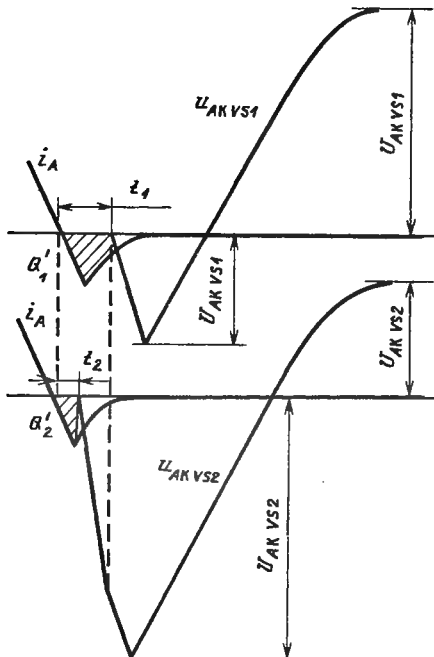


Рис. 5.46. Распределение обратного и прямого напряжений между двумя последовательно соединенными тиристорами с различающимися зарядами Q_{rr} и временами t_{rr} обратного восстановления

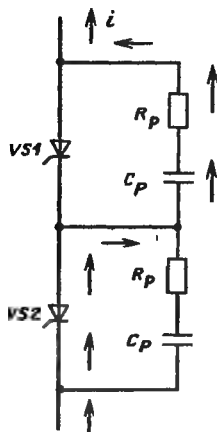


Рис. 5.47. Процесс запираания тиристоров в ветви с двумя последовательно соединенными тиристорами

интервалов. Утечка зарядов конденсаторов через $R_{ш}$ происходит с большой постоянной времени и для коротких интервалов может не учитываться. Для диодов нарушение распределения напряжения имеет место только при запираании обратного напряжения.

Схема, поясняющая процессы, происходящие при запираании последовательно соединенных СПП с различающимися зарядами восстановления, показана на рис. 5.47. Рассмотрение процессов позволяет определить разбаланс напряжений на отдельных СПП при заданных сопротивлении R и емкости C . Их значения рассчитываются согласно методике, изложенной в § 5.3, при этом исходными данными являются $U_k = U_M$ или $U_k = U_M \sin \gamma$ (для всей цепи последовательно соединенных СПП), величина индуктивности L , значения Q_{rr} , I_{rr} и t_{rr} , взятые по данным каталога, т. е. отражающие наибольшие возможные значения этих параметров. Рассчитанные таким образом значения R и C распределяются по n контурам последовательных СПП:

$$R_v = \frac{1}{n} R; \quad C_v = nC, \quad (5.33)$$

где R_v и C_v — сопротивление и емкость делительного контура v -го СПП.

Возвращаясь к рис. 5.47, принимаем, что $VS2$ имеет больший остаточный заряд Q_{rr2} , вследствие чего возникает временное смещение Δt_s момента восприятия напряжения. Кроме того, разность зарядов ΔQ_{rr} заряжает конденсатор C_v , и на нем возникает дополнительное напряжение ΔU_v (влияние высокоомного $R_{ш}$ можно не учитывать из-за большой постоянной времени $CR_{ш}$):

$$\Delta U_v = \Delta Q_{rr} / C_v.$$

Полное напряжение на $VS1$ и $VS2$ будет выражаться как

$$U_{VS1} = \frac{1}{2} U_{AK}(t) + \frac{\Delta Q_{rr}}{C_v};$$

$$U_{VS2} = \frac{1}{2} U_{AK}(t) - \frac{\Delta Q_{rr}}{C_v}.$$

Рассматривая аналогичным образом ветвь с n последовательно соединенными СПП, получаем такую же картину. Через конденсаторы C_v протекают заряды, определяемые разностью ΔQ_{rr} и вызывающие разбаланс напряжений $\Delta U = \Delta Q_{rr} / C_v$ между тиристорами с наибольшим и наименьшим Q_{rr} .

В практических случаях можно считать, что $\Delta Q_{rr} \approx \frac{1}{2} Q_{rr}$.

Предположим, что один СПП в ветви с n приборами имеет наименьший заряд (интеграл обратного тока) $Q_{rr\min}$, а $n-1$ приборов — заряд $Q_{rr\max}$. В этом случае только C_v получит дополнительный заряд ΔQ_{rr} , что вызовет повышение напряжения ΔU на первом звене ветви. Напряжение выразится следующим образом:

$$U_1 = \frac{1}{n} [U_{\max}(t) + (n-1) \Delta U];$$

$$U_v = \frac{1}{n} [U_{\max}(t) - \Delta U],$$

где $\Sigma U_n = U_{\max}$.

На преждевременно запирающемся СПП $VS1$ устанавливается повышенное против среднего $\frac{1}{n} U_{AK}$ напряжение:

$$\frac{n-1}{n} \Delta U = \frac{n-1}{n} \frac{\Delta Q_{rr}}{C_v} \approx \frac{n-1}{n} \frac{Q_{rr}}{2C_v}.$$

Практически при подборе СПП для последовательного соединения будет иметь место приблизительно распределение Гаусса величин накопленного заряда у отобранных СПП в заданном интервале ΔQ_{rr} .

Поэтому при $n > 3$ может быть введен поправочный коэффициент, учитывающий неодновременность запираания приборов, и повышение напряжения выразится как

$$U_{p(\max)} - \frac{U_{AK}}{n} = \frac{1}{2} \Delta U_p \approx \frac{\Delta Q_{rr}}{2C_v}.$$

Кроме нарушения деления напряжения в последовательной ветви различие величин Q_{rr} ведет к уменьшению времени, предоставляемого схемой для восстановления управляемости тиристоров с запозданием запирающихся (см. рис. 5.46).

Поскольку к ветви последовательно соединенных СПП может быть приложено постоянное напряжение при работе в схеме ПУ, необходимо обеспечивать распределение напряжения в статическом режиме за счет подключения шунтирующих сопротивлений $R_{ш}$. При выборе величин $R_{ш}$ следует исходить из компромисса между обоснованными экономически дополнительными потерями энергии и числом n дополнительных СПП в последовательном соединении.

Для обеспечения приемлемого динамического распределения напряжения при отпирании тиристоров необходимо:

выбрать значение тока и крутизну фронта импульсов управления, гарантирующие минимальный разброс времени включения;

контролировать значение индуктивности в цепи СПП и в случае необходимости ввести дополнительные индуктивности для получения нужной точности распределения напряжения.

Для обеспечения динамического распределения напряжения по последовательно соединенным СПП применяют параллельные RC -цепи, параметры которых рассчитывают исходя из параметров, полученных для ограничения коммутационных перенапряжений на всей ветви, при этом исходят из максимальных значений Q_{rr} , I_{rr} и t_{rr} , приводимых в информационных материалах. Полученные значения R и C распределяют по отдельным ячейкам, после чего определяют величину дополнительных напряжений разбаланса. Если напряжения на СПП превышают требуемые значения, то увеличивают число последовательно соединенных СПП в ветви, уменьшая $U_p = U_{AK}/n$, или уменьшают разброс ΔQ_{rr} путем подбора СПП по величине накопленного заряда (см. гл. 6), при этом снижается значение дополнительного напряжения $\Delta U_v = \Delta Q_{rr}/C_v$ при той же емкости.

Групповое соединение СПП может выполняться следующим образом:

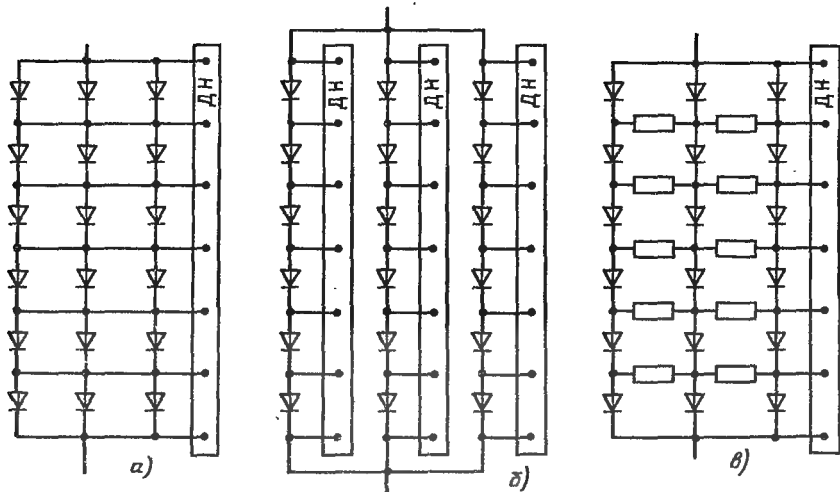


Рис. 5.48. Способы группового соединения СПП

параллельно-последовательно (рис. 5.48, а);
 последовательно-параллельно (рис. 5.48, б);
 последовательно-параллельно с выравнивающими сопротивлениями (рис. 5.48, в).

При параллельно-последовательном соединении каждая сборка параллельных СПП может иметь общий однопотенциальный теплоотвод. Для деления напряжения используется общая РС-цепь.

Недостатками являются:

необходимость достаточно точного подбора СПП для каждой сборки;

снижение надежности, поскольку нарушение вентильной прочности любого СПП отражается на характеристике всей группы.

При нарушении вентильной прочности нескольких вентилях будет иметь место катастрофический отказ всей группы.

При последовательно-параллельном соединении нарушение вентильной прочности одного СПП отражается на характеристиках только одной ветви. Выход из строя нескольких СПП в одной ветви имеет значительно меньшую вероятность, чем выход из строя нескольких СПП в группе.

Следовательно, надежность группы с последовательно-параллельным соединением будет выше.

Кроме того, деление тока между ветвями будет выравниваться вследствие статистического распределения прямых падений напряжения в СПП.

Недостатком является необходимость использования отдельных RC -цепей для каждой ветви. Охлаждающие устройства будут иметь различающиеся потенциалы.

Последовательно-параллельное соединение с сопротивлениями, выравнивающими потенциалы отдельных СПП, позволяет иметь общую RC -цепь для всей группы. Сохраняется преимущество последовательно-параллельного соединения в отношении распределения тока между ветвями.

Но остается существенный недостаток в части снижения надежности, поскольку нарушение работы единичного СПП отражается на снижении вентильной прочности всей группы СПП.

Выбор параметров $R_{ш}$, R и C делительных цепей производят следующим образом. Выбирают по формуле (5.30) шунтирующие сопротивления. При наличии m параллельно соединенных СПП в группе с последовательно-параллельным соединением или при параллельно-последовательном соединении СПП с выравнивающими сопротивлениями принимают

$$I_{RRM\text{общ}} = m I_{RRM}, \quad (5.34)$$

в случае $m > 3$ в формулу (5.30) вводится коэффициент 2, поскольку необходимо принять во внимание статистический характер распределения токов утечки, т. е.

$$R_{ш} = \frac{2(nU_{DRM} - U_{AKM})}{(n-1)I_{RRM\text{общ}}}. \quad (5.35)$$

Для обеспечения динамического деления напряжения можно использовать формулу (5.33), и в случае, если $n > 3$ и $m > 3$, — формулу (5.34).

Расчет динамического распределения при выключении производят на основании данных по параметрам R и C , рассчитанных для ограничения перенапряжений. В этом же случае исходные данные следующие

$$Q_{rr\text{общ}} = m Q_{rr};$$

$$I_{rr\text{общ}} = m I_{rr};$$

$U_x = U_M$ — для регулируемых выпрямителей и инверторов с тиристорами; $U_x = U_M \sin \gamma$ — для нерегулируемых выпрямителей с диодами.

Для групп с параллельно-последовательным и последовательно-параллельным соединением с выравнивающими сопротивлениями значения сопротивлений и емкостей будут определяться согласно § 5.3.

Для групп с последовательно-параллельным соединением параметры сопротивлений и емкостей для каждой ветви определяют следующим образом:

$$R_v = \frac{m}{n} R; \quad (5.36)$$

$$C_v = \frac{n}{m} C. \quad (5.37)$$

Для всех схем группового соединения существенное значение имеет четкость отпирания тиристоров. Сигналы управления каждого тиристора должны отвечать требованиям, указанным в § 5.5.

Выбор вида соединений СПП в группе согласно рис. 5.7 зависит от вида СПП и условий применения.

Для высоковольтных выпрямительных блоков с жидкостным охлаждением используют параллельно-последовательное соединение (рис. 5.48, а). Здесь возможно существенное упрощение компоновки системы теплоотвода.

Для регулируемых выпрямителей с большим диапазоном регулирования и инверторов целесообразно применять схему последовательно-параллельного соединения рис. 5.48, б. Эта схема гарантирует большую надежность работы, например, в случае возрастания при больших нагрузках времени выключения отдельных тиристоров.

Схема последовательно-параллельного соединения рис. 5.48, в находит применение в выпрямительных установках с диодами, например для электровозов. Здесь существенными являются упрощение делительных цепей и улучшение распределения тока между ветвями.

5.6. НЕКОТОРЫЕ СХЕМЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ОГРАНИЧИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

При выборе схем подключения ограничительных устройств ставится цель получения близких к оптимальным характеристик системы в целом и рационального использования отдельных элементов. Имеет значение не только выбор принципиальных схем, но и способ монтажа, поскольку индуктивности монтажных соединений могут играть существенную роль.

На рис. 5.49 приведена схема подключения устройств ограничения перенапряжений. Преобразовательная установка питается от сети переменного напряжения через реакторы P , ограничивающие ток короткого замыкания, и выключатель $S1—S3$. Для защиты от сетевых перенапряжений установлены варисторы $BP1—BP3$ (или разрядники), соединенные в звезду с заземленной нулевой точкой. Вентильный блок преобразовательной установки, содержащий тиристоры $VS1—VS6$, присоединен к вторичной обмотке силового трансформатора CT и через сглаживающий реактор RC и автоматический выключатель $S4$ к стороне постоянного напряжения. Для ограничения сетевых и схемных перенапряжений служат конденсаторы

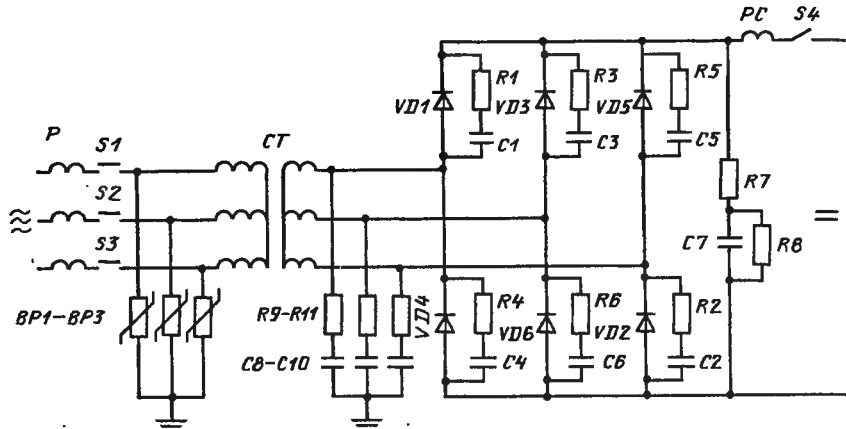


Рис. 5.49. Схема подключения ограничительных устройств

$C8—C10$, подключенные через резисторы $R9—R11$ к вторичной обмотке силового трансформатора CT . Для ограничения перенапряжений, поступающих со стороны постоянного напряжения и возникающих при срабатывании автоматического выключателя $S4$, установлен конденсатор $C7$, присоединенный через резистор $R7$ к выходу вентильного блока и разряжающийся через резистор $R8$. Коммутационные перенапряжения, возникающие при работе тиристоров $VS1—VS6$, ограничиваются контурами $C1—C6$, $R1—R6$, подключаемыми параллельно каждому тиристор.

Как уже указывалось, расчет параметров ограничительных устройств начинается с определения значений RC -контуров, ограничивающих коммутационные перенапряжения. Если вместо тиристоров $VS1—VS6$ имеются группы СПП (диодов и тиристоров), производится расчет исходя из общих данных СПП всей группы, после чего полученные значения распределяются по отдельным СПП.

При непосредственном параллельном соединении СПП (рис. 5.50) допустимо использовать общую RC -цепь для всей группы. Следует иметь в виду, что из-за индуктивности токоподводов на СПП, удаленных от места подключения ограничительного контура, возникает дополнительное напряжение 100—300 В. Соответственно необходимо применить СПП более высокого класса по напряжению.

При использовании параллельного соединения СПП с индуктивными делителями тока (рис. 5.51) необходимо подключить отдельный RC -контур к каждому СПП.

Для ограничения начального скачка тока при включении тиристора, например при параллельном соединении тиристоров без делителей тока, применяют схемы контуров, показанные

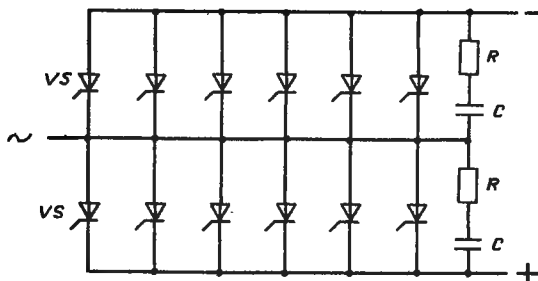


Рис. 5.50. Подключение RC -контуров к группе параллельно соединенных СПП

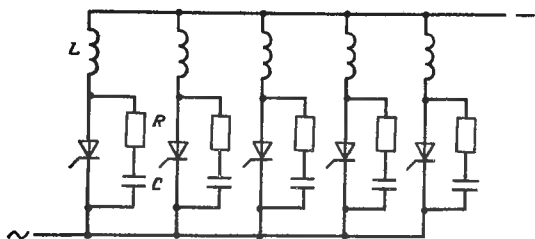


Рис 5.51. Подключение индивидуальных RC -контуров к СПП, соединенным параллельно, через индуктивные делители тока

на рис. 5.52. При схеме рис. 5.52, *а, б* ограничивается скорость нарастания прямого напряжения на тиристоре, при схеме рис. 5.52, *в* — скорость нарастания прямого и обратного напряжений. В указанных схемах разрядный ток конденсатора C либо ограничивается сопротивлением R (рис. 5.52, *а*), либо проходит через шунтирующую цепь (рис. 5.52, *б* и *в*). В качестве диодов должны использоваться быстродействующие диоды типа ДЧ.

При последовательном соединении диодов параллельно каждому диоду подключают RC -контур и шунтирующее сопротивление $R_{ш}$, рассчитанные согласно (5.33), (5.36) и (5.37).

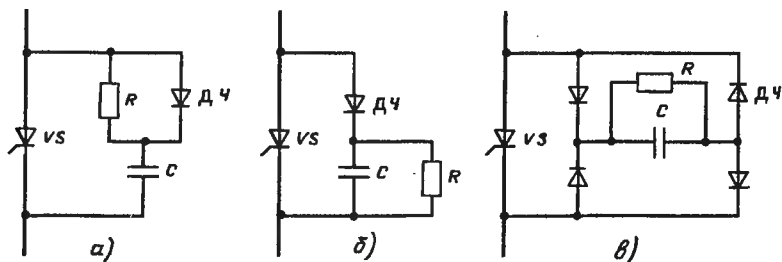


Рис. 5.52. Схемы выполнения RC -контуров с ограничением тока разряда конденсатора

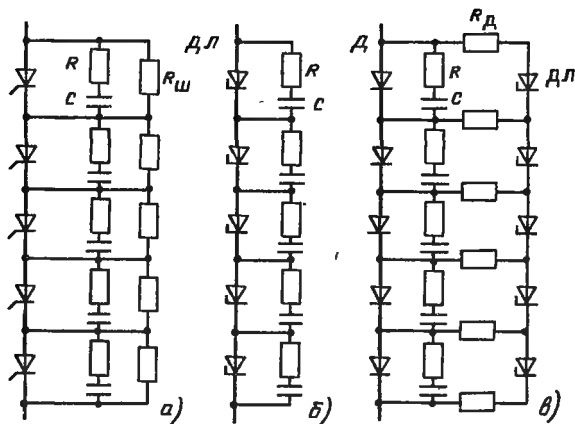


Рис. 5.53. Схемы делителей напряжения для последовательно включенных СПП

Использование лавинных диодов позволяет исключить сопротивление $R_{ш}$, но в случае высоковольтных столбов необходимость в RC -контурах сохраняется.

Для деления напряжения в случае мощных диодов целесообразно применять отдельную цепь из лавинных диодов, разгруженную от силового тока. Для этой цели вводят дополнительные сопротивления R_d . Такая система применима и для группового последовательно-параллельного соединения диодов с выравнивающими сопротивлениями (см. рис. 5.48, в).

В случае последовательного соединения тиристоров применима схема рис. 5.53, а, с простыми RC -контурами и RC -контурами по схемам рис. 5.53, а—в. Следует иметь в виду, что при опережающем отпирании одного из тиристоров образуется побочная цепь через демпфирующие контуры невключившихся тиристоров. Невключившийся тиристор шунтируется контуром (анод—ДЧ-1—катод VS), вследствие чего всплеск тока силовой цепи через включившийся первым тиристор не ограничивается.

Схема рис. 5.53, в также может быть применена в случае тиристоров, соединенных последовательно, но здесь необходимо подключать симметричные лавинные стабилитроны или устанавливать на каждом месте два встречно-последовательно соединенных лавинных диода.

Необходимо отметить, что лавинные приборы способны рассеивать лишь ограниченную мощность при протекании обратного тока. Энергия, рассеиваемая при протекании единичного импульса обратного тока, не превышает 1 Дж.

Лавинные приборы не рассчитаны на ограничение схемных и сетевых перенапряжений, несущих значительную энергию.

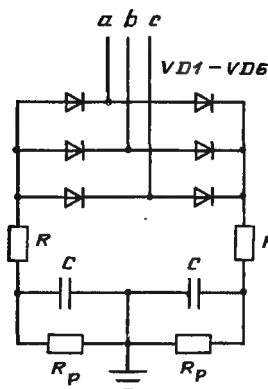


Рис. 5.54. Схемы RC-контуров для ограничения сетевых и схемных перенапряжений

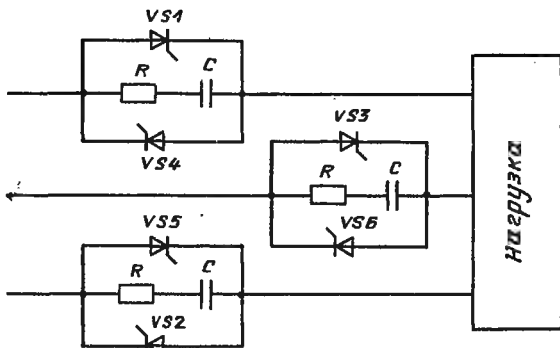


Рис. 5.55. Подключение RC-контуров к тиристорам регулятора переменного напряжения

Они способны только ограничивать коммутационные всплески напряжения, возникающие на СПП в последовательном соединении вследствие статистического разброса их характеристик. Поэтому суммарное напряжение лавинообразования СПП в ветви должно в 1,3—1,5 раза превышать то напряжение, которое может периодически или эпизодически прикладываться к данной ветви.

Для ограничения перенапряжений с большой энергией используют варисторы, например на основе ZnO. Но при каждом пробое варистора имеет место необратимая деградация части его структуры. Следовательно, варисторы можно использовать только для ограничения эпизодических перенапряжений. Если к ним будут приложены перенапряжения периодические, например с частотой 50 Гц, рабочий ресурс варисторов будет исчерпан в короткое время.

На схеме рис. 5.49 варисторы $BP1—BP3$, соединенные в звезду с заземленной нулевой точкой, подключены параллельно первичной обмотке силового трансформатора CT . Варистор может быть также включен на стороне постоянного напряжения параллельно контуру $C7, R7, R8$ для уменьшения емкостей конденсаторов этого контура.

Контуров для ограничения схемных и сетевых перенапряжений, содержащие $R9—R11$ и $C8—C10$ (см. рис. 5.49), предпочтительно выполнять по схеме звезды с заземленной или соединенной на массу нулевой точкой. Для уменьшения потерь энергии от протекания переменного тока сетевой частоты через конденсаторы и сопротивления эти контуры можно выполнять по схеме рис. 5.54. Разрядное сопротивление R_P

должно обеспечивать достаточное быстрое разряд конденсатора после поглощения перенапряжения.

Схема подключения RC -контуров для тиристорного регулятора переменного напряжения показана на рис. 5.55.

В заключение отметим, что:

1) подключение RC -контуров позволяет ограничить заданным уровнем схемные и коммутационные перенапряжения, а также скорость нарастания восстанавливающегося напряжения;

2) поскольку силовые СПП могут быть выбраны на более высокое напряжение, но они могут быть повреждены при большой скорости нарастания восстанавливающегося напряжения, то для силовых СПП целесообразно применять колебательный режим демпфирования;

3) быстродействующие СПП имеют ограничение по значению запираемого напряжения, но они малочувствительны к скорости нарастания восстанавливающегося напряжения. Поэтому здесь можно использовать апериодические режимы демпфирования;

4) учет влияния спадающего обратного тока хотя и осложняет расчеты, но позволяет получить более близкие к реальным значения скорости нарастания восстанавливающегося обратного напряжения. Поэтому почти во всех случаях учет влияния спада обратного тока необходим;

5) в схемах преобразовательных установок существуют связи, обуславливающие взаимное влияние напряжений, возникающих на СПП при коммутациях. Это влияние максимально, например, при углах регулирования 90 и 120 эл. град, что необходимо учитывать при расчетах;

6) при проектировании преобразовательных установок целесообразно рассматривать полную схему замещения, включающую частичные емкости и распределенные индуктивности элементов схемы и монтажа. Это позволяет получить эффективное ограничение воздействий, особенно в диапазоне высокочастотных гармоник, за счет выбора схемы демпфирования и рационального размещения СПП;

7) уровень потерь, выделяющихся в структуре СПП при выключении, может быть снижен за счет отведения части энергии в демпфирующие контуры. Но при этом в случае простой схемы возрастут потери включения тиристора и общие потери в вентильном блоке. Поэтому в ряде случаев целесообразно применять более сложные схемы демпфирования — с ограничением тока включения тиристора и с рекуперацией энергии, когда такие усложнения дают практический эффект;

8) равномерное распределение тока по параллельно работающим СПП достигается применением индуктивных делителей тока или подбором прямых ВАХ, а также использованием

быстродействующих предохранителей с калиброванными по сопротивлению вставками;

9) при последовательном соединении СПП используют индивидуальные RC -контуры с определенным образом рассчитанными параметрами вместе с линейными реакторами, вводимыми в цепь тока ветви СПП. При этом учитывают статический и квазистатический режимы, динамический режим включения и динамический режим выключения СПП;

10) схему группового соединения СПП выбирают с учетом конкретных требований и условий работы преобразовательной установки. При параллельно-последовательном соединении каждая сборка может иметь однопотенциальный теплоотвод и общий для сборки демпфирующий контур. При последовательно-параллельном соединении требуются изолированные теплоотводы и индивидуальные демпфирующие контуры, но не требуется подбор СПП по прямым ВАХ и надежность выше. При последовательно-параллельном соединении отпадает необходимость в индивидуальных демпфирующих контурах, но снижается надежность;

11) схемы подключения демпфирующих контуров изменяются в зависимости от схем соединения СПП. Целесообразно разделение демпфирующих контуров, ограничивающих перенапряжения, возникающие при коммутации СПП (вместе с лавинными СПП), и демпфирующих контуров, ограничивающих сетевые перенапряжения (вместе с варисторами и разрядниками). Для защиты СПП в преобразовательной установке от перенапряжений относительно земли целесообразно соединять RC -контуры в звезду с заземленной нейтралью. В целях уменьшения потерь энергии можно использовать схему с подключением к сети переменного напряжения RC -контура через диодный выпрямитель (резисторы R должны быть безындуктивными);

12) для обеспечения надежной работы выбранных по техническим требованиям СПП необходимо ограничивать дополнительные воздействия. Как было показано, проведение мероприятий по ограничению какого-либо одного вида воздействия может вследствие изменения других факторов неблагоприятно отразиться на условиях работы СПП и характеристиках преобразовательной установки. В большинстве случаев здесь необходимо искать компромиссное решение, при этом полезно разделение функций ограничительных устройств, например применять одни отдельные ограничительные устройства для снижения сетевых перенапряжений и другие для защиты СПП. Необходимо также учитывать динамические характеристики коммутационной аппаратуры.

При групповом соединении СПП для нормализации воздействий применяют наряду с соответствующими устройствами подбор СПП по характеристикам согласно приведенным рекомендациям.

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ДИОДЫ И ТИРИСТОРЫ В СХЕМАХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТАНОВОК

6.1. ТРЕБОВАНИЯ К МЕТОДАМ ИЗМЕРЕНИЙ

Выбор СПП и расчет ограничительных устройств осуществляются исходя из обобщенных значений электрических воздействий и параметров схем преобразовательных установок. Такой путь дает в основном правильные результаты, однако возможны отклонения, связанные с индивидуальными особенностями преобразовательных установок, питающих сетей и нагрузок. Здесь сказываются изменение схем и режимов источников питания, частичные емкости и распределенные индуктивности монтажа и комплектующих схемы преобразовательной установки и подводящих проводов, вариации параметров нагрузки. Кроме того, характер протекания переходных процессов зависит от динамических характеристик СПП, которые различаются вследствие статистического разброса. Поэтому в ряде случаев возникает необходимость измерения фактических значений электрических воздействий на СПП в преобразовательных установках как при лабораторных и стендовых испытаниях, так и в процессе эксплуатации.

Знание уровня электрических воздействий на СПП в реальных преобразовательных установках позволяет принять, если требуется, дополнительные меры по обеспечению их надежности путем нормализации этих воздействий, а также получить ценные сведения для совершенствования расчетов и проектирования.

Методы и средства измерения воздействий на диоды и тиристоры в преобразовательных установках имеют ряд особенностей, связанных со спецификой электромагнитных процессов в схемах преобразовательных установок, условий их работы и свойств СПП.

Поэтому при проведении измерений электрических воздействий на диоды и тиристоры, работающие в схемах преобразовательных установок, необходимо руководствоваться следующими требованиями:

- 1) проведение измерений не должно вносить искажений в исследуемые процессы. Исходя из требуемой точности (5—10%) можно считать, что при измерении распределения токов в сборке параллельно работающих СПП и при напряже-

нии разбаланса около 50 мВ дополнительное падение напряжения, вносимое средствами измерения тока, не должно превышать 2,5—5 мВ. При измерении распределения напряжения в ветви с последовательно соединенными СПП активная составляющая тока не должна превышать 1—2 мА, заряд, отводимый цепью измерения, при исследовании СПП должен быть не более 20—50 мкКл, а при исследовании быстродействующих — не более 2—10 мкКл;

2) при исследовании процессов включения и выключения СПП необходимо обеспечивать временный предел разрешения явлений, равный примерно 10^{-7} с;

3) определение кратности и частоты повторения сетевых перенапряжений требует фиксации процессов, имеющих вероятность возникновения порядка 10^{-10} по отношению к числу рабочих тактов;

4) необходимо измерять быстрые изменения тока и напряжения, $di/dt = 10^6 \div 10^9$ А/с; $du/dt = 10^7 \div 10^{10}$ В/с;

5) в ряде случаев требуется фиксация в одном процессе измерения величин, изменяющихся в широких пределах ($1-10^7$);

6) как правило, исследуемые объекты находятся под высоким напряжением относительно земли, и требуется гальваническая развязка от средств измерения, находящихся на потенциале земли;

7) измерения в большинстве случаев должны вестись в условиях значительного уровня помех при наличии мощных электромагнитных полей.

6.2. ИЗМЕРЕНИЕ СРЕДНЕГО И ЭФФЕКТИВНОГО ТОКА, ПРОХОДЯЩЕГО ЧЕРЕЗ СПП, И МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В СТАЦИОНАРНОМ РЕЖИМЕ

На рис. 6.1 показана схема для измерения среднего и эффективного тока, а на рис. 6.2 — схема для измерения токов и прямых потерь в СПП.

В цепь тока последовательно с диодом $VD6$ вводится первичная обмотка I трансформатора тока T . Вторичная обмотка II трансформатора через диод $VD7$, включенный с полярностью, обеспечивающей протекание трансформированного прямого тока, питает цепь последовательно соединенных амперметров PII магнитоэлектрической системы и $PI2$ электродинамической системы. Вторичная обмотка трансформатора тока шунтирована резистором R сопротивлением, значительно большим сопротивления приборной ветви. Амперметр PII показывает среднее значение тока, амперметр $PI2$ — эффективное значение. Схема обеспечивает гальваническую развязку.

Для измерения мощности потерь, выделяющейся в СПП при протекании прямого тока, может быть использована схема

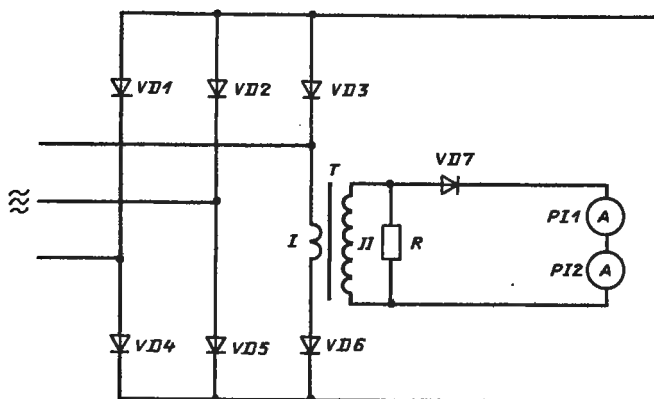


Рис. 6.1. Схема измерения среднего тока через СПП в преобразовательной установке

рис. 6.2. Здесь последовательно с амперметрами $PI1$ и $PI2$ включена токовая обмотка ваттметра PW , обмотка напряжения ваттметра соединена между анодом и катодом СПП, в котором измеряют потери. Если напряжение на вентиле преобразовательной установки превышает 30 В, для предотвращения попадания повышенного напряжения на обмотку ваттметра в цепь СПП вводится дополнительный диод или тиристор $VS1$, отпираемый синхронно с исследуемым СПП. Диод $VD8$, обтекаемый прямым током от источника питания U_n , компенсирует падение напряжения на $VS1$. Для снятия пиков перенапряжений параллельно обмотке ваттметра подключают стабилитрон или диод Зенера. В схеме рис. 6.2 измерительные приборы будут находиться под потенциалом катода СПП относительно земли.

При использовании схем рис. 6.1 и 6.2 в цепь плеча вентильной схемы вносится дополнительное падение напряжения. Поэтому данные схемы можно применять только для измерения тока в вентильном плече, содержащем один или группу СПП, но они непригодны для измерения распределения тока по СПП в параллельном соединении.

Точность измерений определяется классом трансформатора тока и измерительных приборов, погрешности несколько увеличиваются с ростом скважности прямого тока. При проведении измерений на повышенных частотах необходимо применять трансформаторы тока, имеющие соответствующие частотные характеристики.

Обе схемы не требуют предварительной градуировки, позволяют получать точные показания и могут быть использованы для проверки устройств, основанных на косвенных методах измерений. Однако при использовании схем рис. 6.1 и 6.2 возникает неудобство в связи с необходимостью раз-

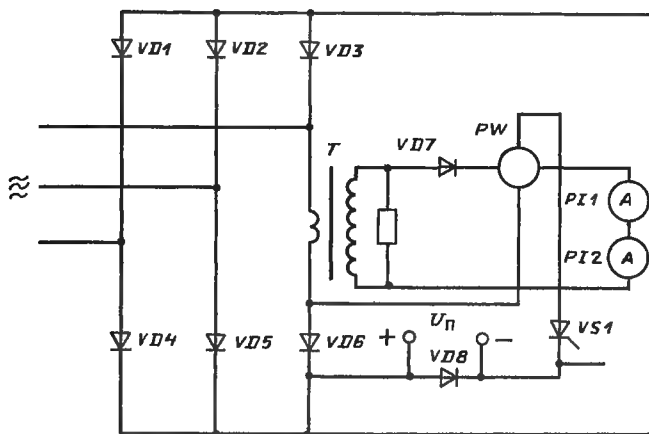


Рис. 6.2. Схема измерения средней мощности потерь в СПП при протекании прямого тока

единения вентильных цепей для введения трансформаторов тока и защитных СПП. Как указывалось, при параллельном соединении СПП введение измерительного трансформатора тока, дополнительных СПП и соединительных проводов в цепь одного из СПП приведет к перераспределению токов и поэтому неприменимо.

Для проведения измерений тока вентильного плеча без искусственных разрывов цепей, а также для измерения тока отдельных СПП, работающих в параллельном соединении, целесообразно использовать бесконтактные амперметры типа БИУ-21. Прибор может быть использован для бесконтактного измерения среднего значения тока СПП на частотах 30—2500 Гц, при этом относительная длительность тока должна находиться между $1/3$ и $3/4$ периода, а отношение амплитуды тока к среднему значению должно быть не более 4. Эти требования удовлетворяются в большинстве ПУ.

Амперметр БИУ-21 предназначен для работы в цепях с напряжением до 650 В и обеспечивает гальваническую разрядку измерительного прибора от силовой цепи ПУ. Существенным достоинством данного метода измерений является то, что прибор не оказывает практически никакого влияния на процессы в цепи, где производится измерение тока. Индукционный датчик тока представляет собой небольшой разъемный тороид, надеваемый на провод, в котором измеряется ток. Для его подключения не требуется производить какие-либо переключения в схеме ПУ.

Схема амперметра БИУ-21 показана на рис 6.3. Бесконтактный датчик тока ДТ представляет собой модифицированный пояс Роговского, выполненный в виде разрезанного по образующей цилиндра из гетинакса высотой около 30,

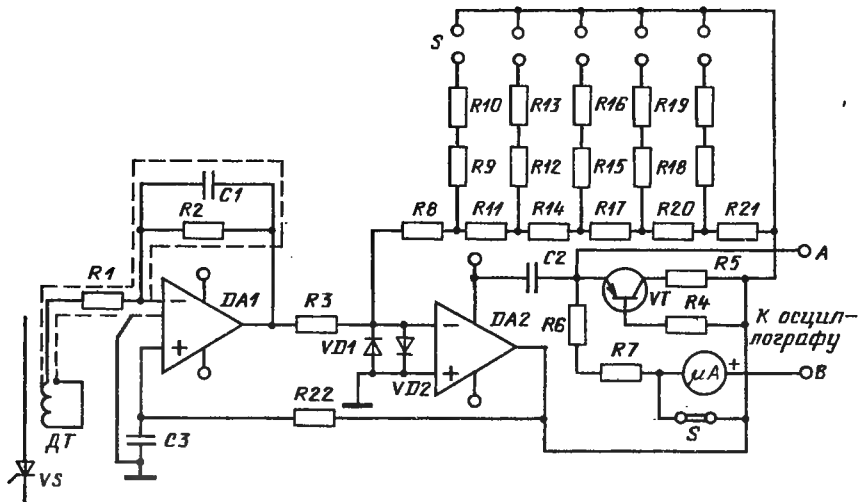


Рис. 6.3. Схема прибора для бесконтактного измерения прямого тока СПП

диаметром 50 и толщиной стенки 2 мм. На цилиндр в один слой намотана обмотка из 5000 витков проводом 0,05 мм. Напряжение от начала обмотки *ДТ* через сопротивление *R1* поступает в инвертирующий вход минус операционного усилителя *DA1* с интегрирующим конденсатором *C1* и сопротивлением *R2*, конец обмотки *ДТ* соединен на корпус и через развязывающий конденсатор *C3* соединен с входом плюс усилителя *DA1*.

Выход усилителя *DA1* через сопротивление *R3* соединен с инвертирующим входом усилителя *DA2*, неинвертирующий вход *DA2* на корпус. Для ограничения уровня входных сигналов между входными усилителя *DA2* соединены встречно-параллельно соединенные диоды *VD1* и *VD2*. Сигнал с выхода *DA2* поступает на измерительный преобразователь, содержащий биполярный транзистор, сопротивления *R4*—*R7*. К выходу измерительного преобразователя подсоединен микроамперметр, шунтированный кнопочным выключателем. Через сопротивление *R22* и конденсатор *C2* образуются цепи обратной связи. Далее имеется магазин сопротивлений *R8*—*R21*, предназначенных для переключения пределов измерения. Для наблюдения формы кривой тока напряжение с зажимов *A* и *B* может быть подано на электронный осциллограф. Прибор содержит также источники питания операционных усилителей.

Амперметр БИУ-21 имеет пять пределов измерения: 50, 100, 150, 250, 500 А. Общая погрешность не превышает 1,5% конечного значения шкалы.

6.3. ИЗМЕРЕНИЕ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТОКА В ПРОЦЕССЕ ВКЛЮЧЕНИЯ И ВЫКЛЮЧЕНИЯ СПП

Скорость изменения тока di/dt в силовой цепи на интервале включения или выключения тиристора и диода может достигать 10^{10} А/с. При таких скоростях изменения тока даже на небольших по длине участках проводников, находящихся в цепи тока или попадающих в магнитное поле тока, наводятся значительные ЭДС индукции. Поэтому при использовании обычных измерительных шунтов получить достоверную картину процесса изменения тока не удастся.

В этом случае следует применять безындукционные шунты специальной конструкции и принимать меры предосторожности при выполнении цепи, по которой напряжение с безындукционного шунта поступает на электронный осциллограф.

Наиболее распространенная конструкция современного безындуктивного (точнее, малоиндуктивного) шунта представляет собой коаксиальный цилиндр (рис. 6.4), внешняя оболочка которого выполняется из относительно высокоомного материала (нихрома, манганина, стали и т. п.). В зависимости от материала и конструкции такого шунта его омическое сопротивление может лежать в пределах от нескольких миллиом до десятых долей ома.

Метод измерения тока посредством безындукционных шунтов позволяет получить абсолютные значения в течение всего процесса. Точность в зависимости от тщательности калибровки шунтов и электронного осциллографа составляет 5—10%. Формы кривых на экране осциллографа достаточно точно отражают реальное изменение тока.

Относительно большое сопротивление безындуктивного шунта в некоторых случаях может внести значительные искажения в исследуемый процесс и изменить значение тока, протекающего через данный СПП. Например, если исследуется преобразовательная установка с низким напряжением или измеряется распределение тока между параллельно работающими тиристорами, то при использовании безындуктивного шунта невозможно получить правильную картину явлений. В других случаях большие выделяющиеся потери в безындукционном шунте и его значительные габариты не позволяют расположить его в непосредственной близости к исследуемому СПП.

Установка шунта требует нарушения монтажных соединений схемы ПУ. Все это затрудняет или исключает возможность применения

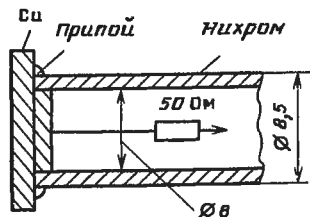


Рис. 6.4. Конструкция безындуктивного шунта

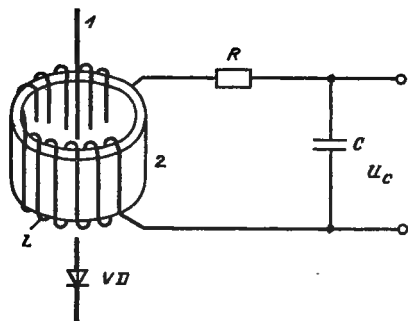


Рис. 6.5. Схема устройства индуктивного датчика мгновенных значений тока СПП

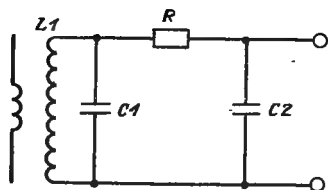


Рис. 6.6. Эквивалентная схема электрических цепей индуктивного датчика тока

безындукционных шунтов при исследовании ПУ, находящихся в эксплуатации. Поэтому безындукционные шунты используют как эталон для калибровки других средств измерения мгновенных значений тока.

Наиболее перспективным для ПУ является применение индуктивных датчиков тока, подробно рассмотренных в § 6.2. Но необходимость фиксации изменения тока на временных интервалах длительностью около 10^{-7} с требует внесения определенных изменений как в конструкцию датчика, так и в схему интегрирования сигнала датчика.

На рис. 6.5 показана принципиальная схема устройства для измерения мгновенных значений тока СПП. На провод 1 надет цилиндр из немагнитного диэлектрического материала 2, на котором имеется обмотка L . Напряжение этой обмотки поступает на интегрирующую цепь, содержащую сопротивление R и конденсатор C . Выходной сигнал $U_C(t)$ снимается с конденсатора C , при этом

$$U_C(t) = \int_0^t i_C(t) dt = \frac{1}{R} \int_0^t U_L(t) dt =$$

$$= \frac{1}{R} \int_0^t \frac{d\Phi}{dt} = \frac{WS\mu}{Re} \int_0^t di_A = \frac{WS\mu}{Re} i_A(t) = Ki_A(t),$$

где U_C — напряжение на конденсаторе; i_C — ток заряда конденсатора; U_L — напряжение на выходе обмотки датчика; Φ — магнитный поток, охватываемый обмоткой; W — число витков обмотки; S — сечение, охватываемое обмоткой; l — длина пути магнитного потока в катушке 2; μ — магнитная проницаемость вакуума, равная $1,2566 \cdot 10^{-6}$ В·с/(А·м); i_A — ток в проводе 1.

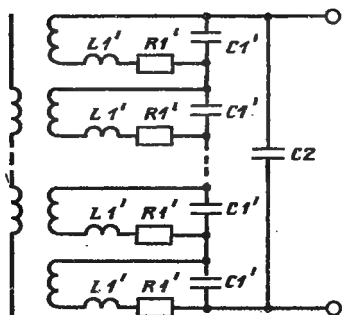


Рис. 6.7. Эквивалентная схема датчика тока с высокоомной обмоткой

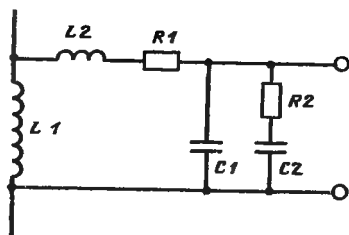


Рис. 6.8. Схема замещения для датчика тока с высокоомной обмоткой и компенсирующим сопротивлением

При больших значениях di/dt и малых интервалах времени на выходном сигнале датчика существенно сказываются распределенные индуктивности и паразитные емкости схемы и монтажа.

На рис. 6.6 приведена схема замещения устройства, показанного на рис. 6.5, с учетом дополнительных индуктивностей и распределенных емкостей.

Индукционный датчик тока изображен в виде индуктивности L . Межвитковая емкость обмотки датчика показана в виде конденсатора $C1$, а интегрирующая цепь представлена сопротивлением и конденсатором $C2$.

Из рис. 6.6 видно, что при высоких частотах, когда небольшая емкость $C1$ начинает играть заметную роль, отвлекая на себя часть тока обмотки датчика, выходной сигнал будет сильно искажаться. Поэтому первым шагом является устранение влияния межвитковой емкости за счет выполнения обмотки датчика проводом из металла с высоким удельным сопротивлением. Тогда сопротивление $R1$ интегрирующей цепи вводится внутрь обмотки датчика, а межвитковая емкость $C1$ суммируется с емкостью $C2$ интегрирующей цепи (рис. 6.7).

Полная схема замещения устройства измерения мгновенных значений тока дана на рис. 6.8. Здесь $L1$ — индуктивность обмотки датчика, $L2$ — индуктивность рассеяния обмотки, $R1$ — сопротивление обмотки, $C1$ — межвитковая емкость обмотки индуктивного датчика, $C2$ — емкость интегрирующей цепи, $R2$ — компенсирующее сопротивление.

На рис. 6.9, 6.10 показаны осциллограммы тока тиристора, снятые с помощью датчика тока (рис. 6.9) и безындуктивного шунта (рис. 6.10). Параметры датчика тока: $L1 = 4,5 \cdot 10^{-3}$ Гн; $L2 = 3,5 \cdot 10^{-6}$ Гн; $C2 = 10$ мкФ; $R1 = 48 \cdot 10^3$ Ом; $R2 = 0,73$ Ом.

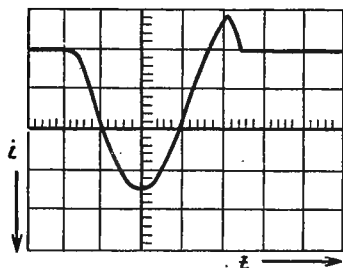


Рис. 6.9. Осциллограмма тока тиристора, снятая с помощью безындуктивного шунта

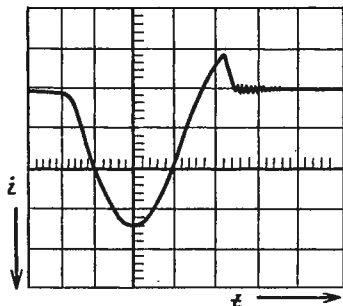


Рис. 6.10. Осциллограмма тока, снятая посредством индуктивного датчика тока

Датчик тока выполнен на немагнитной диэлектрической полый цилиндрической катушке с внешним диаметром 4, внутренним диаметром 3,6 см, высотой 3,75 см, первичная обмотка $W1$ имеет 1 виток, вторичная обмотка $W2$ — 1500 витков, нихром диаметром 0,05 мм с эмалевой изоляцией. Конденсатор $C2$ — безындуктивный.

Из осциллограмм видно, что ток нарастает со скоростью $di/dt = 230$ А/мкс, изменяется по синусоидальному закону, достигая амплитуды 600 А, спадает до нуля, затем протекает обратный ток, нарастающий до 170 А и спадающий со скоростью 410 А/мкс. Сравнение осциллограмм рис. 6.9 и 6.10 показывает, что они практически идентичны.

Из осциллограмм, снятых с помощью устройства с индукционным датчиком, можно определить остаточный заряд и амплитуду динамического обратного тока.

Наиболее точным методом измерения di/dt (до 10^8 А/с) является измерение напряжения с помощью осциллографа на калиброванной индуктивности, последовательно включенной в цепь тока. Значение индуктивности должно составлять $0,1 \cdot 10^{-6}$ или $1 \cdot 10^{-6}$ Гн. При конструировании индуктивности необходимо обеспечить достаточную жесткость обмотки для сохранения ее постоянного значения. Целесообразно взять катушку в виде тороида с сечением примерно 10 см², диаметром около 10 см из немагнитного диэлектрического материала. Обмотка выполняется многожильным проводом и состоит из четырех — восьми параллельных ветвей с одинаковым числом витков. Число витков в ветви три — шесть сечение выбирается исходя из получения минимума омического сопротивления при заданном эффективном значении тока в цепи измерения. Применение тороидальной формы катушки сводит к минимуму влияние внешних полей. Калиброванная индуктивность может быть снабжена вторичной обмоткой, но необходимо, чтобы

индуктивность рассеяния между обмотками была сведена к минимуму.

При больших токах (более нескольких килоампер) напряжение для измерения di/dt можно снимать с калиброванного участка шины. Целесообразно снимать падение напряжения на индуктивности не непосредственно с шины. Для этого следует проложить провод возможно ближе к шине, чтобы было обеспечено минимальное влияние внешних магнитных полей на измерительный контур.

Калибровка измерительного реактора производится либо непосредственным измерением индуктивности, либо измерением методом амперметра и вольтметра. В последнем случае реактор может быть присоединен к силовоточной обмотке прецизионного измерительного трансформатора тока (например, типа И509 5/1000 А), измерительные приборы могут быть включены в цепи первичной обмотки. Для получения большего значения напряжения и увеличения точности измерений целесообразно измерительную схему питать от источника переменного напряжения повышенной частоты, например 400 Гц.

Измерив di/dt , можно рассчитать амплитуду I_S установившегося аварийного тока по формуле

$$I_S = \frac{di/dt}{\omega \sin(\alpha + \gamma/2)},$$

где ω — угловая частота переменного напряжения, с^{-1} ; α — фазовый угол регулирования, при котором определялось di/dt , эл. град; γ — угол коммутации, эл. град.

Отсюда может быть определена максимально возможная амплитуда аварийного тока I_{SM} с учетом переходного процесса:

$$I_{SM} = (1,6 \div 1,8) I_S.$$

6.4. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ, ВОЗДЕЙСТВУЮЩИХ НА СПП

Максимальное значение периодически повторяющегося напряжения, форма кривой, относительная длительность приложения прямого и обратного напряжения могут быть определены из осциллограмм. Существенным является получение правильного воспроизведения процесса на осциллограммах.

Процесс измерения не должен вносить искажений в наблюдаемые явления. Необходимо учитывать требования, указанные в § 6.1.

Поскольку при коммутации СПП имеют место составляющие с частотами до 10^7 Гц, применяемый осциллограф и делители должны обеспечивать фиксацию и пропускание соответствующих частот. Для фиксации процессов включения

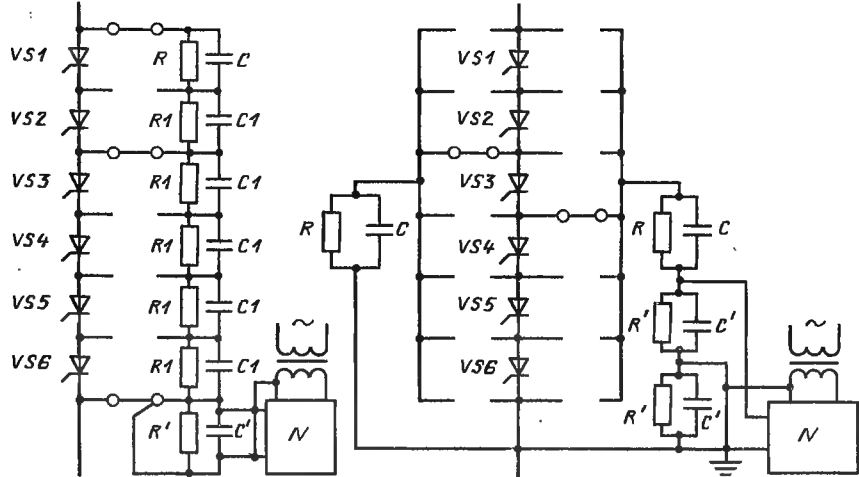


Рис. 6.11. Схемы осциллографирования распределения напряжения в ветви последовательно соединенных СПП посредством емкостно-омических делителей

и выключения СПП с достаточной четкостью необходимо применять электронный осциллограф с ждущей разверткой. Желательно иметь дополнительное устройство для запуска осциллографа на нужной части периода. Должна быть предусмотрена возможность градуировки напряжения.

При измерении осциллографом основной волны напряжения частотой 50—500 Гц допустимо применять омические делители напряжения и развертку с частотой основной волны. На полученной осциллограмме отмечают те части периода, где имеют место динамические процессы, которые затем исследуют с большей скоростью развертки.

Для исследования динамических процессов необходимо применять емкостно-омические делители напряжения. Делители с чисто омическими элементами вносят искажения из-за влияния паразитных емкостей. Чисто емкостные делители не обеспечивают стабильности нулевого значения. Для комплектации емкостно-омических делителей напряжения следует применять конденсаторы с малой собственной индуктивностью (например, типа КСО) и пленочные безындуктивные сопротивления (например, типа ВС).

Делитель должен быть удален от заземленных поверхностей. Соединение делителя с осциллографом необходимо выполнять коаксиальным кабелем, соблюдая ряд предосторожностей [6.6].

При измерении распределения напряжения по последовательно соединенным СПП, работающим при высоком напряжении, можно применять схемы, показанные на рис. 6.11. Переключение делителей производят с помощью изолирующей штанги на заранее подготовленных отводах.

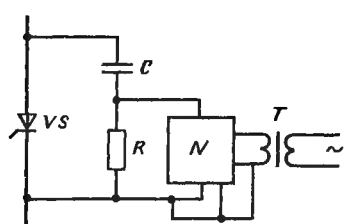
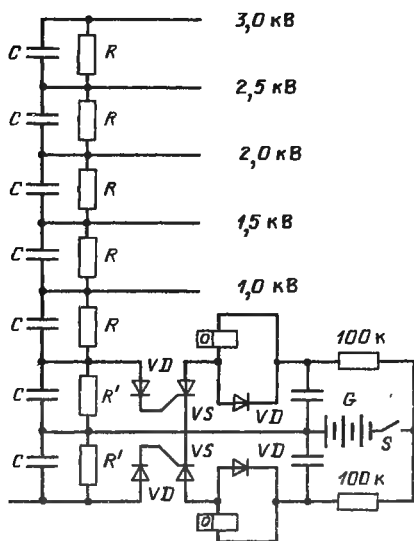


Рис. 6.12. Схема измерения du/dt

Рис. 6.13. Схема счетчика-индикатора эпизодических перенапряжений



При проведении измерений в силовых цепях, находящихся под потенциалом относительно земли, напряжение питания на осциллограф или электронный вольтметр следует подавать через изолирующий трансформатор с возможно меньшей межобмоточной емкостью. Для уменьшения наводок один из зажимов вторичной обмотки трансформатора следует соединять с корпусом осциллографа и одним из полюсов силовой цепи, связанным с концом делителя напряжения.

Для измерения скорости нарастания напряжения du/dt может быть использовано устройство, схема которого показана на рис. 6.12. Ток, протекающий через конденсатор C , пропорционален du/dt , падение напряжения на сопротивлении R пропорционально этому току.

Приняв $C = 10^{-10}$ Ф и выбрав $R = U_{\text{изм}} / C(du/dt)$, где $U_{\text{изм}}$ — напряжение, подаваемое на осциллограф или электронный амплитудный вольтметр ($U_{\text{изм}} \approx 1$ В), получим достаточную для практики точность измерения.

Измерение интервала времени от момента перехода прямого тока СПП через нуль до начала восстановления прямого напряжения на тиристоре при работе в режиме инвертирования может быть проведено по осциллограмме напряжения анод — катод СПП. Для точного определения указанного времени можно использовать электронный частотомер. При проведении измерений используют датчики, выдающие импульсные сигналы: первый — при прохождении тока СПП через нуль, второй — при появлении положительного напряжения на аноде тиристора.

Кроме того, существует ряд устройств, дающих на индикаторе непосредственный отсчет данной величины. Эти устройства применяют на подстанциях линий передач постоянным током высокого напряжения.

Для определения значений и частоты возникновения непериодических перенапряжений могут быть использованы счетчики-индикаторы. Схема такого счетчика показана на рис. 6.13. Используя различные входные зажимы счетчика, можно получить данные об уровне перенапряжений. Подключая счетчики к зажимам питающей сети, к нагрузке и к электродам СПП, можно определить эффективность действия устройств для ограничения перенапряжений в схеме преобразовательной установки.

Для проверки действия устройств ограничения перенапряжений следует использовать испытательный контур, генерирующий перенапряжения. Испытательный контур содержит конденсатор, зарядное устройство G и ключ S , соединяющий заряженный конденсатор с ПУ. Ключ может быть выполнен в виде тиристора, отпираемого в заданный момент. Емкость конденсатора выбирают исходя из получения нужной длительности волны перенапряжения. Испытательный контур подключают ко входу или выходу преобразователя и измеряют с помощью осциллографа напряжение как на выходе испытательного контура, так и на СПП при различных режимах управления. Преобразователь может работать под нагрузкой.

При обработке осциллограмм производят перерасчет амплитуды перенапряжения, возникающего при приложении напряжения заряда конденсатора испытательного контура, к значению, которое получается при воздействии реального перенапряжения.

6.5. КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРОВ И ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ СПП

Параметры сигналов управления являются существенным фактором в обеспечении нормальных условий работы тиристорov. Ослабление сигналов управления по сравнению с заданным уровнем поведет к разбалансу деления напряжения при их последовательном соединении.

Существенными факторами являются крутизна нарастания тока управления на фронте сигнала, амплитуда тока управления, отсутствие наводок, способных вызвать несвоевременное включение тиристорov.

Контроль крутизны фронта тока управления и его значения можно осуществить посредством измерения осциллографом напряжения на токоограничивающем сопротивлении в цепи тока управления. Это сопротивление должно быть безындук-

тивным (например, типов ВС, УЛИ). Измерение можно проводить при отключенной силовой схеме ПУ. Контроль отсутствия наводок и помех необходимо проводить при работающем ПУ. Должны быть приняты все меры для изоляции от сети питания осциллографа, ограждение его, для обеспечения точности измерений и безопасности работы персонала.

Измерение помех следует проводить при различных режимах нагрузки ПУ.

Температура корпуса является контрольным параметром, характеризующим условия эксплуатации СПП.

Известен метод измерения температуры корпуса СПП, работающего в схеме ПУ, посредством калиброванных термопар. При правильных методах крепления и калибровки термопар применение этого метода дает достаточно достоверные результаты. Однако он неудобен, так как при его использовании необходимо сверлить отверстия и выводить наружу многочисленные провода, находящиеся под различным потенциалом.

Исследование температурных полей при помощи радиационных пирометров позволяет с достаточной точностью определять температуры нагретых поверхностей бесконтактным способом. Несмотря на то что значения температуры корпусов СПП находятся вблизи нижнего предела чувствительности радиационного пирометра, полученные результаты оказываются вполне приемлемыми.

Для определения температуры корпусов СПП могут быть также использованы термочувствительные краски или жидкокристаллические соединения, изменяющие окраску при нагреве. С их помощью можно определять разность температур с точностью до нескольких градусов.

Известны следующие методы измерения температуры структуры СПП:

- контроль изменения значений термочувствительных параметров СПП;

- использование аналогов, моделирующих тепловое состояние структуры.

Измерение средней температуры структуры производят посредством пропускания калибровочного импульса тока. Для этого необходимо отделить исследуемый СПП от силовой цепи преобразователя посредством введения дополнительного силового диода или тиристора.

Если в схеме имеет место достаточно высокое значение di/dt , температуру структуры можно оценить по изменению обратного тока или накопленного заряда неосновных носителей по осциллограммам тока. В этом случае необходима предварительная калибровка каждого СПП. Но измерение можно

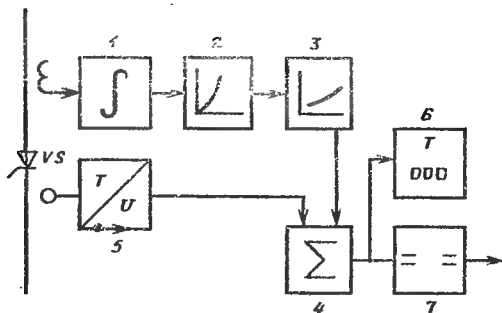


Рис. 6.14. Функциональная схема устройства для измерения температуры структуры, СПП

осуществлять сравнительно просто с использованием индуктивного датчика тока, рассмотренного в § 6.3.

Для постоянного контроля за температурами структур СПП используют устройство, функциональная схема которого показана на рис. 6.14. Здесь первый сигнал поступает от датчика 1 мгновенных значений тока СПП и поступает на функциональный преобразователь 2. Сигнал тока преобразуется на основании использования ВАХ СПП в сигнал, пропорциональный мгновенным значениям мощности потерь в структуре СПП. Этот сигнал поступает на функциональный преобразователь 3, где преобразуется на основании использования модели теплового сопротивления СПП в сигнал, пропорциональный мгновенной температуре перегрева структуры. Далее сигнал поступает на сумматор 4, где суммируется с сигналом датчика температуры 5 охлаждающей среды. Результирующий сигнал поступает на индикатор 6, показывающий значение температуры структуры, и на пороговый элемент 7, выдающий предупредительный сигнал, а затем отключающий преобразовательную установку в случае недопустимого перегрева СПП.

Ряд методов измерения подробно изложен в литературе, приведенной в прилагаемом списке.

6.6. СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ДИОДЫ И ТИРИСТОРЫ¹

Рассмотрим современные методы измерения на примере измерительно-вычислительного комплекса (ИВК), разработанного для испытаний СПП в статическом и динамическом режимах. Поскольку при испытаниях СПП так или иначе моделируются основные электрические воздействия, которым

¹ Этот параграф написан канд. техн. наук В. В. Веревкиным.

они подвергаются в реальных схемах, постольку описанные ниже схемотехнические решения применимы для любого ПУ.

Отметим, что измерение любого электрического воздействия сводится к измерению трех величин: тока, протекающего через прибор, напряжения на нем и временных интервалов. Другими словами, любое измерение заключается в преобразовании мгновенных значений тока и напряжения в цифровой код, передаче его в оперативное запоминающее устройство ПЭВМ и последующей обработке этих данных по соответствующей программе. Такая организация измерительных устройств обеспечивает построение универсальных ИВК, удовлетворяющих современным метрологическим требованиям.

Практически все параметры СПП измеряют либо в статическом, либо в коммутационном режимах. В каждом из режимов предъявляются различные требования к метрологическим характеристикам цифровых измерительных устройств — быстродействию, точности, динамическому диапазону.

В статическом режиме диоды или тиристоры подвергаются воздействию импульса тока или напряжения с формой, близкой к синусоидальной, длительностью 10—20 мс. Регистратор статических процессов должен обеспечивать в однократном режиме измерение, преобразование в цифровой код и запись в буферное запоминающее устройство (БЗУ) мгновенных значений тока через прибор и падения напряжения на нем. Основные метрологические характеристики такого регистратора приведены ниже.

Число точек измерения по каждому каналу	128
Интервал дискретизации, мкс	200
Погрешность установления интервала дискретизации, %, не более	1
Максимальное входное напряжение по каждому каналу, В	10,24
Погрешность измерений по каждому каналу, %, не более	2
Число двоичных разрядов	12

Вариант структуры регистратора неповторяющихся статических процессов с приведенными выше метрологическими характеристиками представлен на рис 6.15. Оба канала регистратора имеют дифференциальные входы 1—4, что исключает погрешность измерений, вызванную удалением общей точки измерительного устройства от объекта измерений. Для повышения точности измерений сигналы подаются на входы регистратора через аттенюаторы с коэффициентами передачи 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 30. После аттенюаторов сигналы подаются на входы дифференциальных усилителей. Разностные сигналы с их выходов, пропорциональные падениям напряжения на

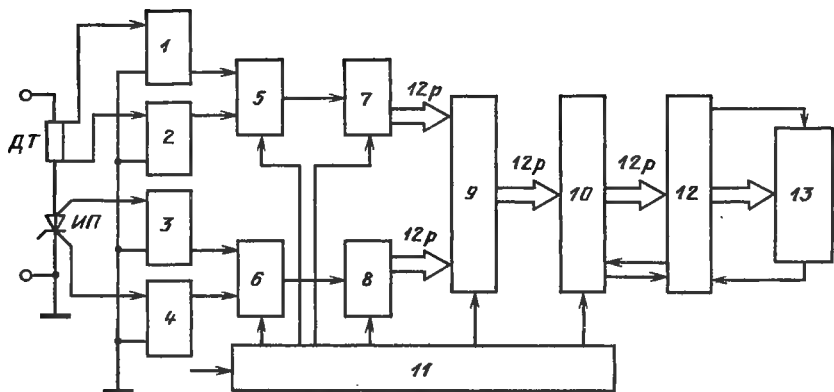


Рис. 6.15. Структурная схема регистратора неповторяющихся статических процессов

испытуемом приборе и датчике тока, через устройства выборки-хранения (УВХ) 5, 6 подаются на входы аналого-цифровых преобразователей (АЦП) 7, 8. Применение УВХ обеспечивает уменьшение динамических погрешностей АЦП. При измерении статических процессов не предъявляются повышенные требования к быстродействию АЦП, поэтому оптимальным является применение АЦП последовательного приближения. В зависимости от требований, предъявляемых к точности регистратора, можно использовать либо 10-разрядный АЦП К1113ПВ1 с временем преобразования 25 мкс, либо 12-разрядный К572ПВ1 с временем преобразования 170 мкс. Реализовать точность преобразования, которую можно обеспечить К1113ПВ1, удастся при использовании в качестве УВХ микросхемы К1100СК2. Для 12-разрядного АЦП необходимо применение УВХ на дискретных элементах с компенсацией статической погрешности операционных усилителей, что обеспечивает погрешность не более 0,05% [6.1].

По окончании времени преобразования в выходных регистрах обоих АЦП будут записаны цифровые эквиваленты мгновенных значений тока и напряжения. Эти коды через мультиплексор 9 поочередно записываются в буферное запоминающее устройство (БЗУ) 10.

Цикл преобразования пары мгновенных значений измеряемых сигналов повторяется 128 раз, причем момент измерений сдвигается каждый раз на 200 мкс. Синхронизация работы всех узлов регистратора осуществляется с помощью формирователя импульсов синхронизации (ФИС) 11. Начало работы ФИС синхронизировано с началом импульса тока через испытуемый прибор. Регистратор может работать в режимах «внутренней» или «внешней» синхронизации. По окончании процесса измерения

ний в БЗУ хранятся 128 двоичных слов, соответствующих мгновенным значениям падения напряжения на нем.

Затем начинается цикл считывания информации из БЗУ в ПЭВМ. Сопряжение БЗУ с ПЭВМ осуществляется с помощью устройства сопряжения с объектом (УСО) 12. Устройство сопряжения с объектом считывает информацию из БЗУ, преобразует слова, представленные в 12-разрядном параллельном коде, в код, который требуется по протоколу обмена с ПЭВМ 13, формирует служебные команды для ПЭВМ во время обмена информацией, формирует импульсы синхронизации для организации правильной последовательности работы ПЭВМ и регистратора во время диалога. При применении ПЭВМ семейства IBM PC и программно совместимых с ними версий (EC1840, EC1841, CM1910, «Правец-16» и т. п.) целесообразно реализовывать УСО на микропроцессорном комплекте K580 или использовать в качестве УСО широко распространенные управляющие микроЭВМ типа МСУВТ В7. Выбор типа интерфейса обусловлен, в частности, конструктивным выполнением всего ИВК в целом. При протяженности линий связи между УСО и ПЭВМ более 2—3 м рекомендуется использовать интерфейс последовательного ввода-вывода (RS-232). В синхронном режиме максимальная скорость передачи данных через интерфейс RS-232 составляет около 50 кбод, в асинхронном 19,2 кбод (1 кбод=1 кбайт/с).

Применение регистратора неповторяющихся статических процессов при измерениях параметров диодов и тиристоров обеспечивает определение параметров статической ВАХ СПП в состоянии высокой и низкой проводимости—импульсное падение напряжения, дифференциальное сопротивление и напряжение отсечки, положение точки температурной инверсии ВАХ, напряжение загиба ВАХ, обратный ток, ток утечки и т. д. Кроме того, регистратор может быть использован для реализации неразрушающих методов контроля ударного тока.

Более сложной задачей является разработка цифрового регистратора коммутационных процессов. Сложность обусловлена сочетанием высоких требований, предъявляемых к быстродействию и динамическому диапазону устройств. Регистратор коммутационных процессов должен иметь динамический диапазон 50—60 дБ, обрабатывать сигналы с постоянными времени нарастания или спада 0,5—1 мкс с погрешностью не более 5%.

Создание АЦП с разрядностью 10—12 и временем преобразования 50—100 нс представляет на сегодняшний день весьма сложную задачу. Поэтому наиболее простым путем является применение стробоскопического метода измерений повторяющихся коммутационных процессов.

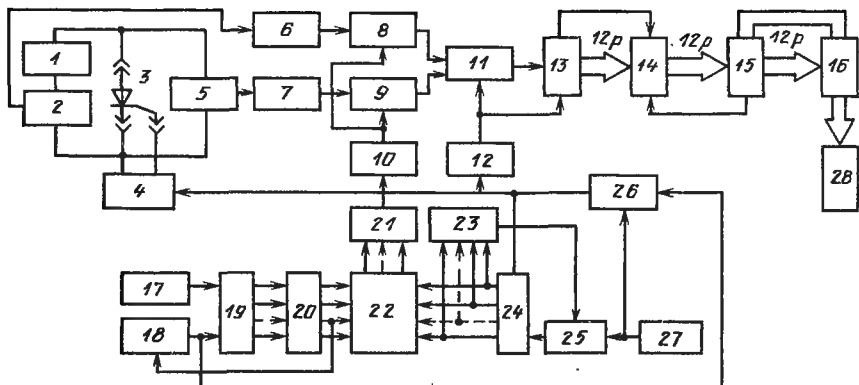


Рис. 6.16. Структурная схема цифрового измерительно-вычислительного устройства для измерения динамических характеристик тиристоров

Структурная схема цифрового измерительно-вычислительного устройства для измерения динамических характеристик тиристоров [6.2] представлена на рис. 6.16. Устройство состоит из датчика мгновенных значений тока и напряжения на тиристоре и микроЭВМ с блоком согласования. Датчик мгновенных значений работает по принципу стробоскопических измерений и осуществляет преобразование в двоичный код мгновенных значений тока и напряжения при включении либо выключении тиристора. Интервал дискретизации Δt задается оператором и может выбираться в диапазоне 0,05—1 мкс. Число точек измерений N_t выбрано равным 100, что позволяет исследовать переходные процессы в тиристорах, протекающие за время до 100 мкс. В состав устройства входят следующие основные узлы, показанные на рис. 6.16: силовой контур 1, датчик тока 2, испытуемый тиристор 3, формирователь импульса тока управления 4, датчик напряжения 5, согласующие устройства 6 и 7, устройства выборки-хранения 8 и 9, формирователь импульсов управления УВХ 10, аналоговый переключатель 11, устройство управления аналоговым переключателем и АЦП 12, АЦП 13, буферное ЗУ 14, блок согласования буферного ЗУ и ЭВМ 15, ЭВМ 16, узел запуска 17, устройство синхронизации 18, счетчик числа измерений 19, распределительное устройство 20, схема объединения 21, схема селекции 22, дешифратор последнего такта 23, счетчик числа тактов 24, схема совпадений 25, устройство выделения первого импульса 26, кварцевый генератор 27, цифropечатающее устройство 28.

Рассмотрим работу измерительного устройства при исследовании переходного процесса включения. Временные диаграммы работы основных узлов установки в этом режиме показана на рис. 6.17. При запуске установки оператором узел

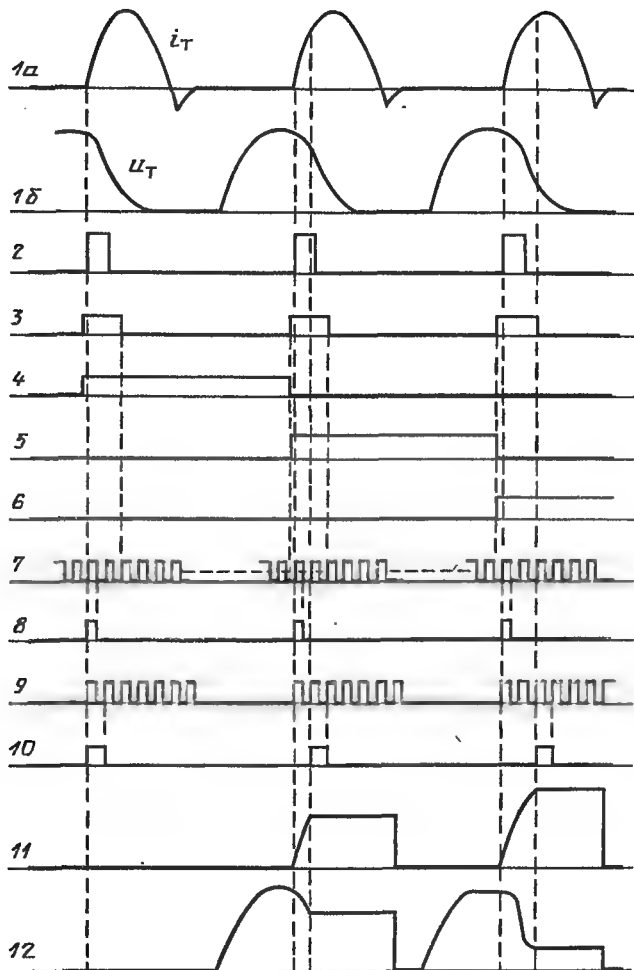


Рис. 6.17. Временные диаграммы работы устройства, структура которого показана на рис. 6.16

запуска 17 формирует импульс, который устанавливает в нуль счетчик числа измерений 19, при этом на управляющем входе узла синхронизации 18 появляется сигнал, разрешающий счет, и узел синхронизации 18 формирует последовательность импульсов, частота следования которых определяет частоту включения испытуемого тиристора 3 (рис. 6.17, диаграмма 3). Испытуемый прибор 3 включается импульсом тока управления от формирователя импульса тока управления 4 (рис. 6.17, диаграмма 2). Последний обеспечивает формирование импульса тока управления с независимой регулировкой амплитуды,

длительности и скорости нарастания фронта импульса. Включение тиристора 3 сопровождается увеличением во времени тока в анодной цепи и спадом напряжения на тиристоре (рис. 6.17, диаграммы 1а и 1б). На выходах датчиков тока 2 и напряжения 5 формируются изменяющиеся во времени сигналы, пропорциональные току через испытуемый прибор и напряжению на нем соответственно. Эти сигналы через согласующие устройства 6 и 7 поступают на вход УВХ 8 и 9. При каждом включении испытуемого прибора на управляющие входы УВХ поступает импульс управления, переводящий их из режима выборки в режим хранения. С поступлением сигнала управления на выходе УВХ поддерживается постоянный уровень напряжения, равный мгновенному значению входного сигнала в момент прихода фронта импульса управления (рис. 6.17, диаграммы 11 и 12). Во время режима хранения сигналы с выходов УВХ через аналоговый переключатель 11 поочередно поступают на вход АЦП 13. АЦП, работающий по принципу последовательного уравнивания разрядов, имеет время преобразования одной аналоговой величины в цифровой код около 48 мкс. По окончании преобразования двоичное число записывается в БЗУ 14. Для изменения адреса ЗУ используется импульс «Конец преобразования» со служебного выхода АЦП. Циклы измерения, преобразования в двоичный код и записи в память пары двоичных слоев (тока и напряжения) имеют длительность около 100 мкс и повторяются с частотой следования, определяемой узлом синхронизации 17. При каждом включении испытуемого тиристора фронт импульса управления УВХ сдвигается относительно начала импульса управления испытуемым прибором на величину $n\Delta t$, где n — номер цикла измерений. После окончания цикла измерений при $n=100$ подача импульсов синхронизации прекращается, в БЗУ 14 хранится 100 двоичных слов, соответствующих 100 мгновенным значениям тока через испытуемый прибор, и 100 двоичных слов, соответствующих 100 мгновенным значениям напряжения на испытуемом тиристоре. Каждая пара чисел соответствует значениям тока и напряжения, измеренным в один и тот же момент.

Передача информации из БЗУ в ОЗУ ЦВМ осуществляется при запуске оператором программы ввода информации и обработки результатов.

Ввод информации в ЦВМ осуществляется через устройство согласования 15, построение и работа которого определяются типом ЭВМ, входящей в состав измерительного комплекса. Основные требования, определяющие выбор типа ЭВМ, можно сформулировать следующим образом.

1. Объем памяти ЭВМ должен позволять разместить не менее 1000 десятичных чисел, не считая памяти служебной зоны (около 50 десятичных чисел).

2. Желательны простота ввода и вывода информации, контроля правильности записи программы и данных, удобство в управлении работой ЭВМ, при этом необходимо учитывать, что комплекс можно использовать как в научно-исследовательских, так и в производственных целях на предприятиях, разрабатывающих и производящих СПП.

3. Необходима возможность хранения результатов измерений и их повторной обработки, т. е. ЭВМ должна обладать накопителем на магнитных ленте или дисках.

4. Простота в изменении программы обработки результатов измерений, что особенно важно при проведении работ исследовательского характера.

Этим требованиям удовлетворяет специализированная управляющая ЭВМ типа «Электроника ДЗ-28» с объемом памяти 16 кбайт, которая и используется в составе комплекса. Однако не исключается возможность применения специализированных вычислительных устройств на базе микропроцессоров, работающих по жестко заданной программе. Последний вариант может оказаться целесообразным при эксплуатации комплекса в промышленных условиях, особенно с точки зрения минимальных стоимостных и массогабаритных показателей.

Основным недостатком измерительных устройств, работающих по стробоскопическому принципу, является наличие дополнительной погрешности, обусловленной колебаниями параметров переходного процесса от импульса к импульсу. Кроме того, с помощью этого устройства невозможно зарегистрировать переходный процесс, сопровождающийся разрушением прибора (например, шнурованием тока), что представляет значительный интерес.

Регистратор неповторяющихся (однократных) коммутационных процессов может быть выполнен по структуре, приведенной на рис. 6.15. В этом случае цифровая часть регистратора может быть выполнена по стандартным схемотехническим решениям на микросхемах серии К500. В настоящее время наибольшим быстродействием обладает параллельный 6-разрядный АЦП К1107ПВЗ. На его базе можно построить конвейерный 12-разрядный АЦП, структура которого приведена на рис. 6.18. Принцип работы АЦП заключается в следующем. Мгновенное значение входного сигнала запоминается УВХ 1 по фронту импульса управления и поддерживается на выходе устройства в течение времени преобразования. Импульс синхронизации на АЦП 2 старших разрядов поступает по окончании апертурного времени УВХ (2—3 нс). Через время преобразования, равное 10 нс, на его выходе появляется 6-разрядный двоичный код. На выходе цифро-аналогового преобразователя (ЦАП 3) формируется аналоговый эквивалент двоичного кода. Входной сигнал и сигнал с выхода ЦАП

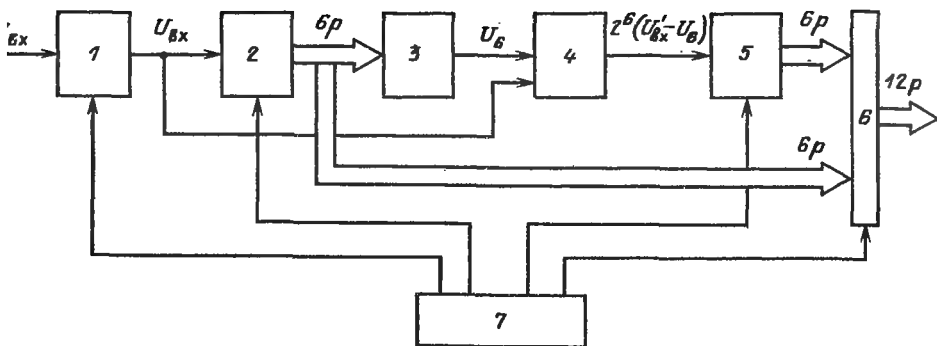


Рис. 6.18. Структурная схема конвейерного АЦП

подаются на вход вычитающего устройства 4, имеющего коэффициент передачи 2^6 . Усиленная в 2^6 раз разность поступает на АЦП младших разрядов 5, который с приходом следующего импульса синхронизации преобразует ее в 6-разрядный двоичный код. Следующий импульс синхронизации производит запись 12-разрядного слова в выходной регистр. Синхронизация регистратора 6 должна быть организована синхронизатором 7 таким образом, чтобы оба АЦП работали одновременно, причем в то время, когда первый АЦП преобразует текущее мгновенное значение входного сигнала, второй формирует на выходе цифровой код, соответствующий младшим разрядам предыдущего мгновенного значения входного сигнала. В этом случае время преобразования регистратора будет равно интервалу времени от начала импульса синхронизации $U_{ВХ}$ до установления аналогового эквивалента двоичного кода на выходе ЦАП. Каждый узел схемы можно выполнить с временем задержки распространения сигнала 10—20 нс. Время преобразования регистратора в целом будет составлять 50—100 нс.

Дальнейшее расширение динамического диапазона и повышение точности работы регистратора возможны при применении в регистраторе по рис. 6.15 АЦП, структурная схема которого приведена на рис. 6.19. Этот АЦП при каждом измерении преобразует в цифровой код разность между мгновенным значением сигнала в требуемый момент и аналоговым эквивалентом цифрового кода, соответствующего мгновенному значению сигнала в предыдущий момент. Перед началом цикла измерений вспомогательный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 7 преобразовывает в цифровой код начальное значение входного сигнала. Этот код записывается в регистр 5. Цифро-аналоговый преобразователь 8, подключенный к выходу регистра, формирует аналоговый эквивалент

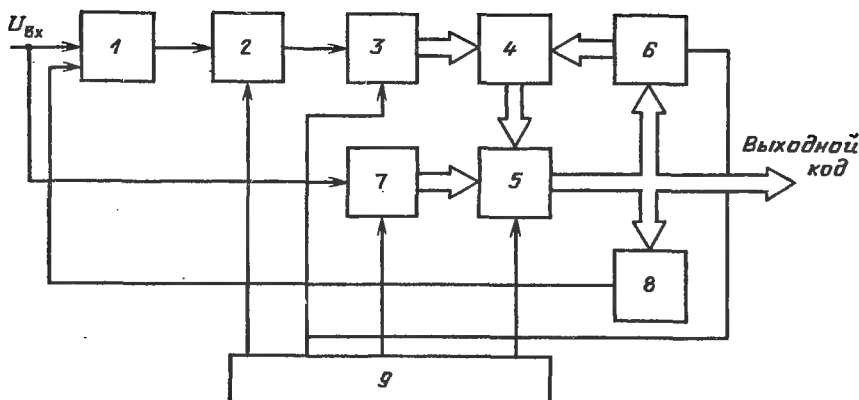


Рис. 6.19. Структура АЦП с расширенным динамическим диапазоном

цифрового кода и подает его на один из входов вычитающего устройства. На второй вход вычитающего устройства 1 подается входной сигнал. Мгновенное значение разности этих сигналов запоминается УВХ 2 и преобразовывается в цифровой код быстродействующим АЦП 3. Одновременно число из регистра 5 переписывается в регистр 6. Числа с выходов регистра и АЦП суммируются (с учетом знаков) в сумматоре 4, и сумма записывается в регистр 5. Синхронизацию всех процессов осуществляет устройство 9. На следующем цикле процесс повторяется.

Регистратор неповторяющихся коммутационных процессов обеспечивает измерение таких параметров тиристоров, как времена включения и выключения, мощность и энергия коммутационных потерь, максимальные скорости нарастания напряжения и анодного тока, заряд восстановления и т. д.

6.7. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ БЫСТРОМЕНЯЮЩИХСЯ ТОКОВ С ПОМОЩЬЮ БЕЗЫНДУКТИВНЫХ (МАЛОИНДУКТИВНЫХ) ШУНТОВ

Требования к шунтам для измерения токов в цепях, где применяются СПП, вытекают из основных параметров приборов. Из гл. 2 следует, что необходимо измерять токи до нескольких тысяч ампер, нарастающие со скоростью до 1000 А/мкс. Несмотря на то что ударные токи современных СПП могут достигать десятков килоампер, здесь их рассматривать не будем, так как они имеют длительность от единиц до нескольких миллисекунд, т. е. относятся к относительно медленным процессам, для которых применимы стандартные шунты постоянного тока, выпускаемые промышленностью (типа НШ). К сожалению, стандартные шунты, рассчитанные

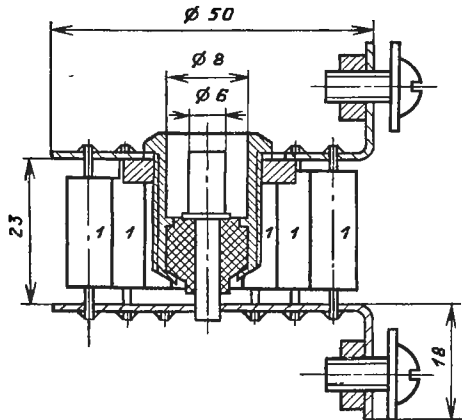


Рис. 6.20. Конструкция малоиндуктивного шунта (ШИМ-1) типа «беличье колесо»:
1 — резистор типа МОН

на измерение импульсных токов с указанными выше параметрами, в СССР не выпускаются, что ведет к необходимости их кустарного изготовления. В настоящее время в силовой электронике наибольшее распространение получили две конструкции таких шунтов: коаксиальная и типа «беличье колесо» [6.3]. Ряд конструктивных решений описан в [6.4]. Теоретические аспекты измерения шунтами быстроменяющихся токов, а также способы их правильного подключения описаны в [6.5, 6.6], причем в [6.6] приведена обширная библио-

графия зарубежных работ по этим вопросам. На рис. 6.4, 6.20 приведены две простейшие практические конструкции шунтов: одна — коаксиального типа, другая — типа «беличье колесо», вполне доступные для изготовления в любых условиях. Шунт, показанный на рис. 6.4, имеет сопротивление $r = 0,0079$ Ом. Шунт, показанный на рис. 6.20, имеет сопротивление 0,1 Ом. Основную трудность представляет не само изготовление шунта того или иного типа, а определение его динамических характеристик (или, другими словами, погрешности измерений с его помощью). Не вдаваясь в теоретические тонкости, отметим следующее.

Из [6.5, 6.6] вытекает, что при подаче на шунт ступенчатого

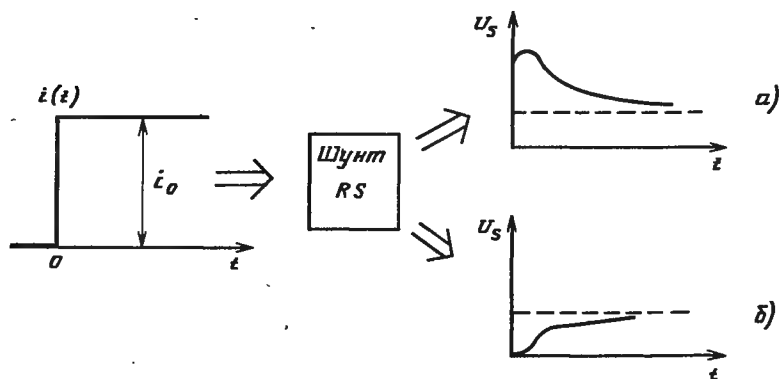


Рис. 6.21. Два типа реакции шунта RS на ступенчатый импульс тока:
а — индуктивная; б — емкостная

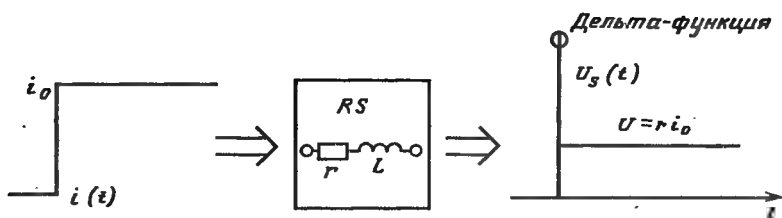


Рис. 6.22. Реакция и эквивалентная схема замещения шунта, имеющего индуктивный характер

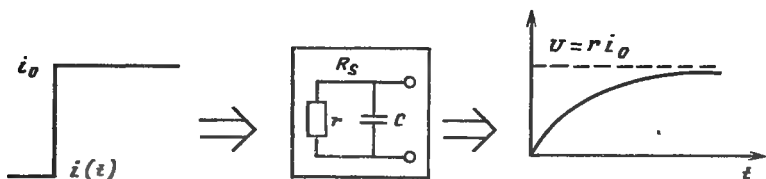


Рис. 6.23. Реакция и эквивалентная схема замещения шунта, имеющего емкостный характер

импульса тока сигнал на выходе может иметь вид, показанный на рис. 6.21, *a, б*.

В случае рис. 6.21, *a* реакция шунта носит индуктивный характер, в случае рис. 6.21, *б* — емкостный. Это следует из того, что при подаче указанного выше импульса тока на последовательно соединенные сопротивление и индуктивность они дают сигнал, показанный на рис. 6.22, а при подаче того же импульса на параллельно соединенные сопротивление и емкость получается сигнал, показанный на рис. 6.23.

Строго говоря, реальный шунт может моделироваться сколь угодно сложным набором из r , L и C [6.6]. Согласно [6.5] для инженерных оценок рекомендуется брать переходную характеристику шунта в виде $1 \pm e^{-t/\tau_m}$, т. е. в виде кривых *a* или *б* на рис. 6.24.

Такая рекомендация связана с тем, что при более сложных выражениях расчеты практически невыполнимы. В то же время принятие такого упрощения равносильно принятию либо эквивалентной $r-L$ схемы (рис. 6.22), либо схемы $r-C$ (см. рис. 6.23) (это означает, что шунт в этом приближении, моделируется динамическим звеном первого порядка). Следует иметь в виду,

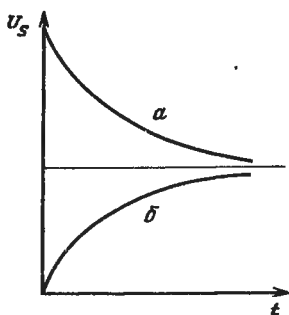
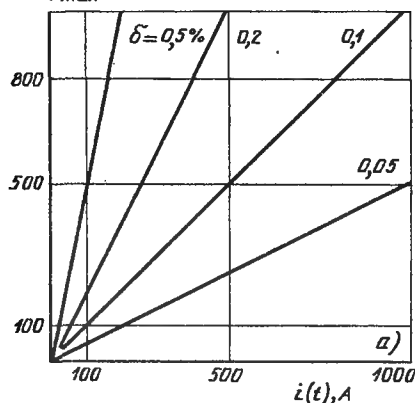


Рис. 6.24. Переходные характеристики, соответствующие формуле $1 \pm e^{-t/\tau_m}$

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{\max}, \text{ A/мкс}$$



$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{\max}, \text{ A/мкс}$$

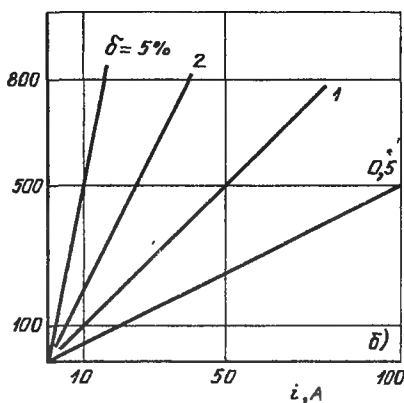


Рис. 6.25. Зависимость погрешности шунта ШИМ-1 от амплитуды измеряемого тока (а) и скорости его нарастания (б)

что характер реакции шунта зависит не только от его общей конструкции, но и от места подключения потенциальных выводов (см., например, рис. 2.4 в [6.5]). Поэтому характер реактивности и постоянную времени шунта следует определять экспериментально, не полагаясь на теоретические формулы¹. Для этого необходим генератор импульсов тока с амплитудой до нескольких сот ампер и фронтом в несколько наносекунд. После того как реакция шунта и его постоянная $\tau_{\text{ш}}$ определены, можно оценить погрешность, с какой данный шунт измеряет те или иные токи. Покажем это на примере шунта, изображенного на рис. 6.20. Как уже говорилось, его сопротивление равно 0,1 Ом. Эксперимент показал, что этот шунт имеет индуктивный характер реактивности и $\tau_{\text{ш}} \approx 1$ нс. В связи с тем что напряжение на шунте (рис. 6.22)

$$U_s = ri + L di/dt,$$

погрешность измерения данным шунтом составляет

$$\delta_s = \frac{L(di/dt)}{ri(t)} = \tau_{\text{ш}} \frac{di/dt}{i(t)}.$$

На рис. 6.25 показаны зависимости величины δ_s от значений $i(t)$ и (di/dt) . Легко видеть, что эта погрешность тем больше, чем меньше измеряемое нами значение тока (при постоянном di/dt).

¹ Не имеет смысла и измерение индуктивности или емкости шунта стандартным RLC-метром даже и на высоких частотах, так как при этом будет измерена совсем другая величина.

ОХЛАЖДЕНИЕ ДИОДОВ И ТИРИСТОРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

7.1. ОБЩИЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ОХЛАДИТЕЛЯМ СПП

Технические требования к охладителям определяются факторами, обусловленными технико-экономическими параметрами СПП и ПУ на их основе, т. е. количеством тепла, выделяемого СПП, видом, параметрами, конструктивными особенностями СПП и ПУ, условиями эксплуатации и областью применения СПП, технологичностью промышленного производства охладителей СПП.

Поэтому общие технические требования можно сформулировать следующим образом. Охладители должны обеспечивать нормальный тепловой режим работы СПП в заданных условиях эксплуатации при минимальных материалоемкости, стоимостных и энергетических затратах.

Выполнение этих требований предусматривает:

оптимизацию массогабаритных и стоимостных параметров охладителей при заданных значениях энергетических, тепловых и аэродинамических (гидродинамических) показателей;

стабилизацию тепловых контактных сопротивлений элементов системы «СПП—охладитель» в процессе эксплуатации, что достигается качеством обработки контактных поверхностей, сопрягаемых прижимных элементов системы «СПП—охладитель» и термоупругостью применяемых конструкционных материалов. Требования, предъявляемые к качеству контактных поверхностей охладителей, приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1. Качество механически обрабатываемых контактных поверхностей охладителя

Тип охладителя	Диаметр контактной поверхности СПП, мм	Качество механически обрабатываемой поверхности охладителя		
		Шероховатость, мкм	Неплоскостность, мкм	Неперпендикулярность
Охладители СПП штыревого исполнения	До 40	3,2	0,03	0,06
Охладители СПП таблеточного и фланцевого исполнений	До 40	1,6	0,015	—
	До 100	3,2	0,026	—

Установлено, что оптимальные значения контактных сопротивлений прижимных элементов систем «СПП таблеточного исполнения — охладитель» обеспечиваются при нагрузке 120^{+20} кг на 1 см^2 контактной поверхности СПП.

При меньшей нагрузке резко увеличивается тепловое сопротивление СПП, а при большей — механическое напряжение в элементах прижимного устройства.

В охладителях СПП штыревого исполнения указанная нагрузка обеспечивается резьбовым соединением прибора с охладителем. Эта нагрузка пересчитывается на крутящий момент с учетом шестигранного основания прибора под ключ. В зависимости от типа сопрягаемого прибора с охладителем значение крутящего момента для каждого типа СПП нормировано (табл. 7.2) и рекомендовано для монтажа прибора с охладителем. В охладителях СПП таблеточного исполнения осевые усилия сжатия также нормированы (табл. 7.3) и обеспечиваются либо плоской (или круглой) пружиной, либо стяжными болтами прижимного устройства охладителя, при этом болты работают в качестве пружины, если их напряженное состояние находится в области упругих деформаций.

В табл. 7.2—7.3 даны нормированные значения тепловых контактных сопротивлений различных типов СПП с охладителями.

Классификация охладителей. Охладители можно классифицировать по внешним и внутренним признакам. По внешним признакам учитываются общий вид конструкции охладителя, исполнение и тип применяемого СПП, условия эксплуатации (вид климатических и механических факторов, воздействующих на СПП).

Таблица 7.2. Нормированные значения крутящих моментов и тепловых контактных сопротивлений «корпус СПП — охладитель» для СПП штыревого типа

Размер шестигранника основания СПП под ключ S, мм	Крутящий момент, Нм	Тепловое сопротивление контакта корпус СПП — охладитель, °C/Вт	Тип рекомендуемого СПП
11	$1,0 \pm 0,1$	0,2 0,3	T112-10; T112-16; TC112-10; TC112-16 Д112-10; Д112-16; Д112-10Х; Д112-16Х; Д112-25Х; ДЛ112-10; ДЛ112-16; ДЛ112-25
14	$1,8 \pm 0,2$	— 0,3	T122-20; T122-25; TC122-20; TC122-25; T123-20; T122-25 Д122-32; Д122-32Х; Д122-40; Д122-40Х; ДЛ122-40

Размер шести- гранника ос- нования СПП под ключ S, мм	Крутящий момент, Нм	Тепловое сопротивление контакта корпус СПП — охлади- тель, °С/Вт	Тип рекомендуемого СПП
17	5,6±0,6	0,2	T131-40; T131-50 T132-16; T132-25; T132-40 T232-16; T232-25 T232-40; T232-50 TO132-25 TC131-40; TC131-50 TC132-40; TC132-50
	5,6±0,6	0,4	Д131-63; Д131-63Х; Д131-80; Д131-80Х; Д131-50 ДЛ131-50; ДЛ131-63; ДЛ131-80 Д132-50; Д132-50Х; Д132-63 ДЛ132-50; ДЛ132-63Х ДЛ132-63; ДЛ132-80
22	10±1,0	0,15	T142-32; T142-40; T142-50; T142-63; T142-80 T242-32; T242-40; T242-80 T141-40; T242-50; T242-63 TO142-50; T141-50; T141-63; T141-80
		0,1	TC141-63; TO142-63; TO142-80; TC142-63; TC142-80; TC141-80; Д141-100; Д141-100Х
27	15±3	0,2	ТБ151-50; ТБ151-63 ДЧ151-80; Д151-50Х Д151-100; Д151-100Х
	40±5	0,08	Т151-100; ДЧ151-80Х; Д415-100Х ДЧ151-80; ДЧ151-100; Д151-125; Д151-160
	14±1,4	0,15	Т151-63; Т151-80 Т152-63; Т152-80 Т252-63; Т252-80
	30±6,0	0,07	ТБ161-80; ТБ161-100 ДЧ161-125; ДЧ161-125Х ДЧ161-160; ДЧ161-160Х
	50±5,0	0,05	ТС161-160; ТС161-200 ТБ171-160; ТБ171-200 Т161-125; Т161-160 ТЛ171-250; ТЛ171-250 Д161-200; Д161-320 ДЛ161-200; ДЛ161-250 ДЛ161-320
41	69±5,0	0,03	ТО171-200; ТО171-250; ТО171-320 ТС171-250; ТС171-320 ДЧ171-250; ДЧ171-320Х

Размер шести- гранника ос- нования СПП под ключ S , мм	Крутящий момент, Нм	Тепловое сопротивление контакта корпус СПП — охлади- тель, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$	Тип рекомендуемого СПП
			Д171-400; ДЧ171-250Х; ДЧ171-320 ДЛ171-320

Таблица 7.3. Нормированные значения осевых усилий сжатия и тепловых контактных сопротивлений систем «СПП таблеточного исполнения — охладитель»

Диаметр контактной поверхности охладителя СПП, мм	Осевое усилие сжатия охладителя с СПП, Нс	Тепловое сопротивление контакта корпус СПП — охлади- тель, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$	Тип рекомендуемого СПП
20	2500 ⁺¹⁰⁰	0,05	ТКД123-40; ТКД123-50; ТКД123-63
36	3500	0,04	ТКД123-80; ТКД123-100; ТКД123-125
42	5500 ⁺⁵⁰⁰	0,02	Т123-200; Т123-250; Т123-320; ДЛ123-320
50	10 000 ⁺¹⁰⁰⁰	0,015	Т133-320; Т133-320
55	15 000 ⁺¹⁵⁰⁰	0,01	Д133-400; Д133-500; Д133-800 Т143-400; Т143-500; Т143-630; Д143-630; Д143-800; Д143-1000
82	50 000 ⁺¹⁵⁰⁰	0,005	Т253-1000; Т253-1250
100	95 000 ⁺²⁰⁰⁰	0,004	Д253-1600
125	150 000 ⁺³⁰⁰⁰	0,003	
150	200 000 ⁺³⁰⁰⁰	0,003	

Общий вид конструкции охладителя определяет:

число теплоотводов (один или два) в охладителе, их геометрию, вид крепления охладителя в ПУ (присоединительные размеры охладителя в ПУ);

вид соединения теплоотвода с СПП в охладителе; геометрию токоотводов и возможность их соединения с другими токоведущими элементами;

вид конструкции прижимного устройства СПП с охладителем (для СПП таблеточного исполнения);

массогабаритные параметры охладителя.

Условия эксплуатации охладителей определяются ГОСТ.15150-69 и ГОСТ.1716-72. В зависимости от воздействующих климатических факторов (ГОСТ.1515-69) и времени эксплуатации определяют виды антикоррозионной защиты охладителей, а от вида механических воздействий (ГОСТ.1716-72) — способы крепления охладителей в ПУ.

По внутренним признакам учитывают функциональное назначение охладителей:

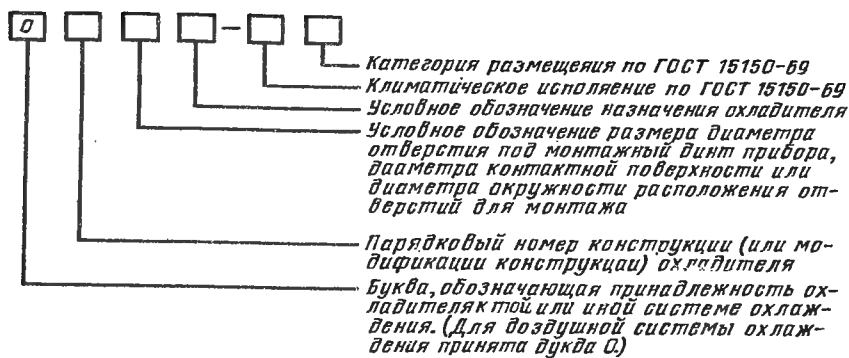


Рис. 7.1. Структура условного обозначения охладителя

принадлежность охладителей к той или иной системе охлаждения СПП в ПУ (к воздушной, жидкостной, испарительной и т. д.);

вид теплоносителя;

число одновременно охлаждаемых СПП, их виды.

В структуре условного обозначения охладителей (или теплоотводов) принадлежность охладителей к той или иной системе охлаждения обозначается обычно буквой, например О — охладитель воздушной системы охлаждения, В — охладитель водяной системы охлаждения, И — охладитель испарительной системы охлаждения, Т — теплоотвод на основе тепловых труб или термосифонов.

Основные внешние и внутренние признаки отражаются, как правило, в структуре условного обозначения охладителей (или теплоотводов), так как они дают наиболее полную информацию потребителю.

Структура условного обозначения охладителей воздушной системы охлаждения СПП представлена на рис. 7.1 и в табл. 7.4. Условные обозначения охладителей СПП по назначению приведены ниже.

Охладитель для	Обозначение охладителя
СПП штыревого исполнения	1
СПП таблеточного исполнения при одностороннем охлаждении	2
СПП таблеточного исполнения при двустороннем охлаждении	3
СПП под запрессовку	4
СПП фланцевого исполнения с навесным монтажом	6
СПП модульного исполнения	7

Уточненные условные обозначения охладителей или теплоотводов представлены в соответствующих технических условиях и информационно-рекламных материалах, например в ТУ 16-729.377-83, ТУ 231.БССР.020-67.

Таблица 7.4. Условное обозначение присоединительных размеров охладителей к СПП

Охладители для СПП штыревого исполнения		Охладители для СПП таблеточного исполнения	
Диаметр резьбового отверстия под мон- тажный винт прибора	Обозначение	Диаметр контактной поверхности охладителя, мм	Обозначение
M5	1	Менее 22	1
M6	2	22±1	2
M8	3	36±2	3
M10	4	42±3	4
M12	5	55±3	5
M16×1,5	6	65±3	6
M20×1,5	7	82±3	7
M24×1,5	8	—	8
—	9	—	9

Представленная классификация лежит в основе условного обозначения охладителей (или теплоотводов) и может быть использована при описании, сопоставлении и систематизации различных конструкций охладителей, а также при выборе и оформлении заказов на их изготовление и поставку.

7.2. КОНСТРУКЦИИ ОХЛАДИТЕЛЕЙ

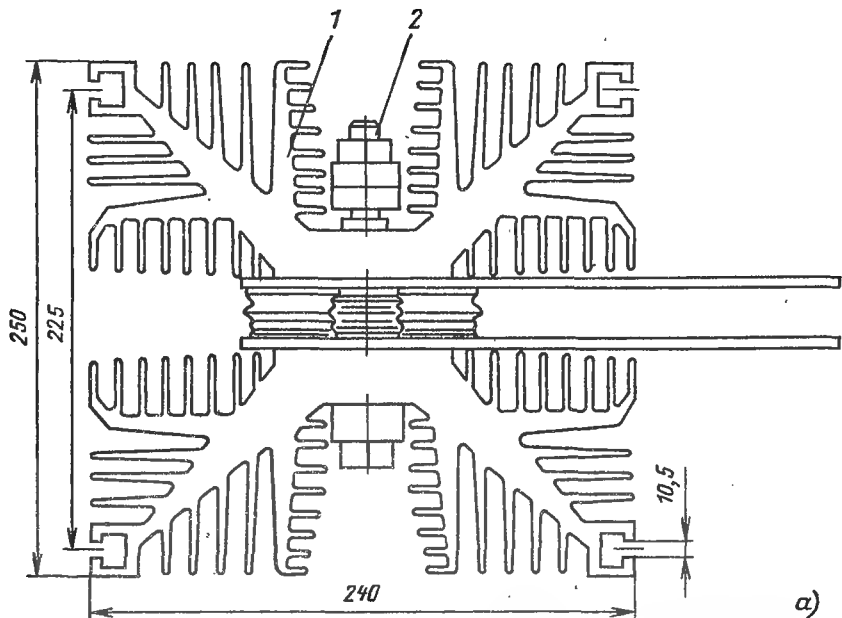
В настоящее время охладители для СПП различных систем охлаждения рассматривают как самостоятельные типовые изделия, имеющие соответствующую нормативно-техническую документацию.

В литературе, посвященной вопросам охлаждения СПП, на сегодняшний день отсутствует единая терминология в части охладителей и основных параметров, необходимых для однозначного толкования понятий, характеризующих конструктивные, теплофизические и аэродинамические параметры охладителей. В стандарте СТ СЭВ 3161-81 сделана попытка систематизировать и сформулировать основные термины и определения параметров охладителей, широко применяемых в силовом полупроводниковом приборостроении.

Под типовым охладителем будем понимать функционально и конструктивно законченный узел, предназначенный для обеспечения нормального теплового режима СПП в преобразовательных устройствах в процессе эксплуатации.

Конструкция типового охладителя включает теплоотводы и прижимное устройство системы «СПП—охладитель» для СПП таблеточного исполнения (рис. 7.2, а), а для СПП штыревого исполнения—только теплоотводы (рис. 7.2, б).

Теплоотводы. Теплоотвод предназначен для передачи выделяемого СПП тепла в окружающую среду. Под окружающей



a)

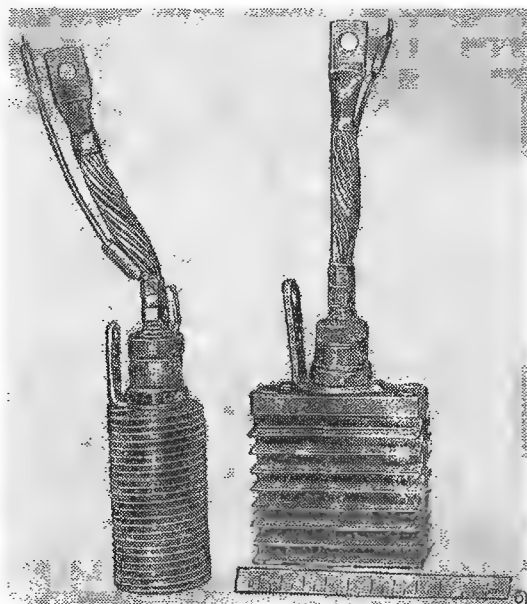


Рис. 7.2. Конструкция охладителей и теплообменников воздушных систем охлаждения:

а — для СПП таблеточного исполнения; 1 — теплообменник; 2 — прижимное устройство; б — для СПП штыревого исполнения

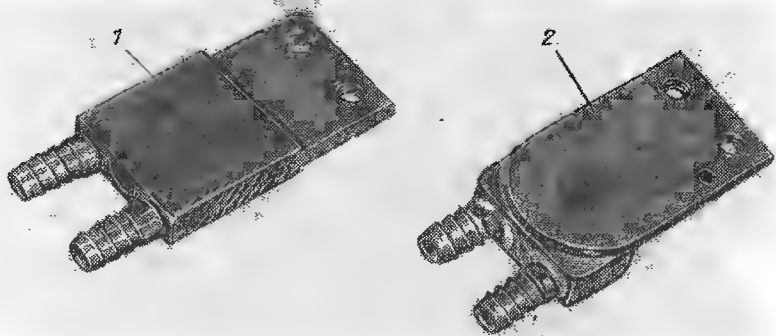


Рис. 7.3. Теплоотвод охладителя жидкостной системы охлаждения СПП таблеточного исполнения:
1— алюминиевый теплоотвод для теплоносителя-диэлектрика; 2— медный теплоотвод для водяной системы охлаждения

средой понимается среда, на температуру которой не влияет тепловой режим системы «СПП — охладитель».

Теплоотвод состоит, как правило, из профиля с развитой оребренной поверхностью теплоотдачи, токоотвода и элементов соединения его с профилем. Теплоотвод является основной частью, определяющей массогабаритные, тепловые и аэродинамические характеристики всей системы «СПП — охладитель».

В охладителях систем жидкостного охлаждения оребренный профиль входит внутрь корпуса теплоотвода (рис. 7.3).

Профили теплоотводов охладителей для СПП с воздушным охлаждением, выпускаемых по ТУ 16.729.377-82, изготавливаются методом прямого горячего прессования из алюминиевого сплава АД-31 (рис. 7.4).

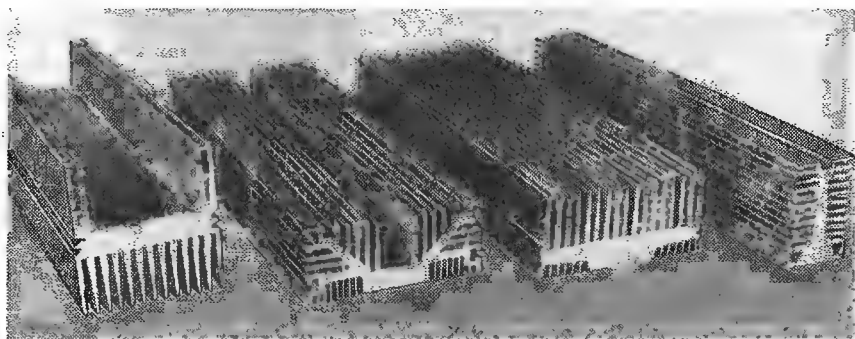


Рис. 7.4. Профили для теплоотводов, изготавливаемые методом прямого горячего прессования

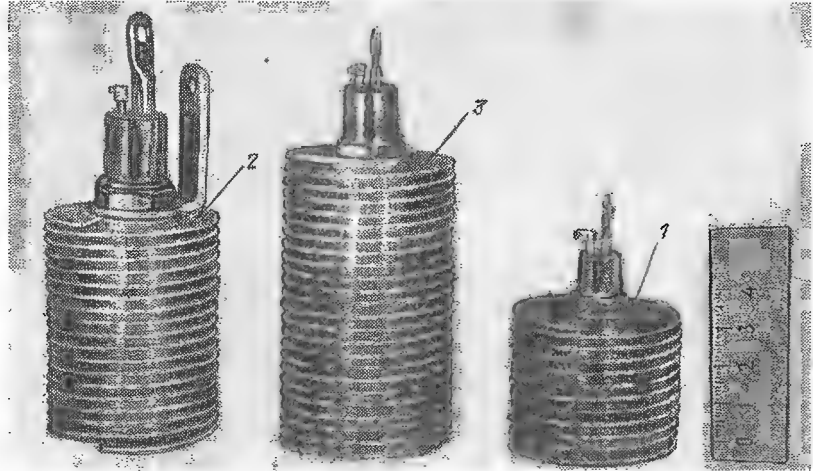


Рис. 7.5. Охладители на основе оребренных стержней для СПП:
1—на ток 10—20 А; 2—на ток 20—40 А; 3—на ток 40—80 А

Они представляют собой оребренную с одной или с двух сторон плиту со специально предусмотренным местом для теплового и электрического контактов СПП. Ребра обеспечивают необходимую поверхность теплообмена. Для повышения эффективности теплообмена для СПП таблеточного исполнения применяют два теплоотвода, а следовательно, два оребренных профиля. В этом случае в профилях предусматривают место для размещения элементов прижимного устройства системы «СПП—охладитель» и токоотвода.

Для СПП штыревого исполнения применяют односторонний теплоотвод, а значит, и один оребренный профиль, в котором предусмотрено место для крепления токоотвода и СПП. Конструкция профиля—ребра, их геометрия, толщина, высота, межреберные расстояния—определяются тепловыми и аэродинамическими расчетами, а также промышленной технологией их изготовления. Например, известно, что минимальным по массе является ребро параболической формы, однако из-за сложности его промышленного изготовления отечественные предприятия и многие зарубежные фирмы изготавливают ребра трехугольного сечения. Высота ребер, изготавливаемых методом прямого горячего прессования, как правило, не превышает 60 мм, а толщина 3 мм. Межреберные зазоры профилей теплоотводов (воздушных систем охлаждения) находятся в пределах 6—12 мм. Толщина плиты основания колеблется в зависимости от типа СПП от 10 до 30 мм. Для предохранения СПП от коррозии на контактные поверхности теплоотвода устанавливают иногда прокладки из меди, серебра и других

Таблица 7.5. Габаритные и присоединительные размеры накатных охладителей

Тип охладителя	Высота, мм	Присоединительные размеры
0211; 0321	40	M5-7H,12; M6-7H,12
0421; 0431; 0341	60	M6-7H,12; M8-7H,16; M10-7H,18
0531; 0631; 0451	80	M8-7H,16; M12-7H,22

Примечание. Наружный диаметр охладителей 40 мм.

высокотеплопроводных материалов. Контактные поверхности оребренных профилей характеризуются высокой степенью чистоты, шероховатость контактных поверхностей теплоотводов в состоянии поставок профиля не превышает, как правило, 6 мкм. Для улучшения качества их контактов с сопрягаемыми деталями на них наносятся специальные теплопроводящие смазки типа КПТ-8 (ГОСТ 19783-74), снижающие тепловые контактные сопротивления на 30—40%.

В целях снижения трудоемкости производства, материалоемкости и массогабаритных параметров теплоотводов для СПП штыревого исполнения на токи до 80 А применяется новый, более прогрессивный и экономичный способ их изготовления — способ прямой поперечной накатки оребрения на круглые стержни.

Таблица 7.6. Предельно допустимые параметры накатных охладителей типов

Параметр и единица измерения	Значение параметра			
	0211	0321	0421	0431
Тепловое сопротивление «контактная поверхность охладителя — охлаждающая среда», °C/Вт, не более:				
при естественном охлаждении	5,6	5,6	2,8	2,8
при принудительном охлаждении	—	—	—	—
Перепад давления потока охлаждающей среды между ребрами охладителя, Па, не более	—	—	—	—
Крутящий момент, Н·м, не менее	2	2,5	2,5	5
Средняя скорость набегающего потока охлаждающей среды в воздуховоде, м/с	—	—	—	—
Масса, кг, не более	0,075	0,075	0,11	0,11

Этот способ позволяет получить оребренные стержни длиной до 6 м с наружным диаметром 43 мм. Полученный оребренный стержень разрезается на заготовки расчетной длины и обрабатывается с одной стороны для крепления на них СПП, с другой стороны для крепления теплоотвода в ПУ.

По этой технологии разработана унифицированная серия охладителей типов 0211, 0321, 0421 (ТУ 16.729.377-82) для СПП на токи 10—80 А (рис. 7.5).

Массогабаритные и присоединительные параметры охладителей приведены в табл. 7.5.

Предельно допустимые параметры представлены в табл. 7.6.

7.3. ВОЗДУШНОЕ ОХЛАЖДЕНИЕ СПП

Наибольшее распространение в настоящее время получили системы воздушного охлаждения СПП. Это объясняется тем, что воздух является единственной средой, к которой в конечном счете передается выделенное прибором тепло.

Для СПП штыревого и таблеточного исполнений на токи 10—630 А (с мощностью тепловых потерь 10—1200 Вт) хорошо себя зарекомендовали цельнометаллические охладители (их

0211, 0321, 0421, 0431, 0531, 0341, 0441, 0451, 0631

разных типов охладителей				Условия установления норм на параметр охладителя
0531, 0631	0341	0441	0451	
2,12	2,8	2,12	2,12	Мощность отводимого тепла, Вт: 10 (0211, 0321), 16 (0421, 0431, 0341), 30 (0531, 0441, 0451, 0631), $T_{сф}=40^{\circ}\text{C}$ $V_{сфн}=0\text{ м/с}$ $V_{сфн}=2\text{ м/с}$
0,67	—	0,67	0,67	
15	—	15	15	Зазор между охладителем и стенками воздуховода не более межреберного зазора охладителя, $V_{сфн}=2\text{ м/с}$
5	10	10	20	
2	—	2	—	—
0,16	0,11	0,16	0,16	—

технические характеристики достаточно полно освещены в ТУ 16.729.377-83, ГОСТ 25293-87, СТ СЭВ 3163—85, СТ СЭВ 3162-85 [7.1; 7.2].

Для СПП на токи 630—3000 А, выделяющих мощность 1,5—4 кВт, применение цельнометаллических охладителей неэкономично, так как они имеют относительно низкую теплопроводность, приводящую к возрастанию массогабаритных параметров охладителей и снижению их эффективности.

Наиболее эффективные современные цельнометаллические воздушные охладители СПП таблеточного исполнения позволяют при скорости воздуха в межреберных каналах 12 м/с, габаритных размерах $250 \times 250 \times 250$ мм, массе 21 кг и перепаде температур 45°C отвести от СПП до 1,5 кВт тепла.

Анализ путей повышения интенсификации теплообмена показал, что практический интерес представляют разработки теплоотводов воздушных охладителей на основе термосифонов (ТС) и тепловых труб (ТТ) [7.2—7.5].

Преимуществами ТС и ТТ являются:

высокая теплопроводность зоны «испаритель—конденсатор» (на 3—4 порядка выше теплопроводности меди);

высокие плотности отводимых тепловых потоков ($q = 2 \cdot 10^6$ Вт/м³);

изотермичность поверхности конденсаторной части теплоотвода, что позволяет обеспечить одинаковый КПД работы оребрения на всей конденсаторной части теплоотвода;

возможность регулирования давления в конденсаторе, позволяющая изменять температуру кипения и конденсации теплоносителя [на развитой поверхности кипения коэффициент теплообмена достигает 10^5 — 10^6 Вт/(м²·°C)];

осуществление кипения без дополнительной энергии, кроме СПП.

К недостатку ТС можно отнести их ограниченную ориентацию в пространстве.

В зависимости от места подвода тепла к испарителю теплоотводы на основе ТС делят на теплоотводы с торцевым подводом тепла для СПП штыревого исполнения и на теплоотводы с боковым отводом тепла для СПП таблеточного исполнения. Это связано с тем, что в зависимости от места подвода тепла изменяется механизм физических процессов, происходящих во внутренней полости термосифонного элемента: процесс кипения на стороне подвода тепла и конденсации на стороне отвода тепла, возврат рабочей жидкости из конденсатора в испаритель за счет сил гравитации, наконец, процесс переноса пара из зоны испарения в зону конденсации.

Процессы кипения и конденсации в термосифонном элементе будут различными также в зависимости от ориентации теплоотводов в пространстве.

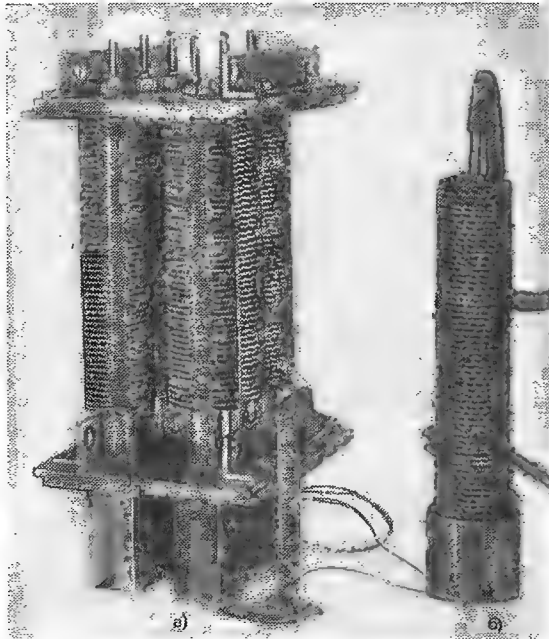


Рис. 7.6. Теплоотводы на основе термосифонов для воздушного охлаждения СПП:

а — термосифоны с боковым подводом тепла (для приборов таблеточного исполнения);
б — термосифоны с торцевым подводом тепла (для приборов штыревого исполнения)

В ТС с торцевым подводом тепла (рис. 7.6) процесс кипения во многом похож на процесс кипения жидкости в большом объеме.

Экспериментальные исследования теплоотводов на основе ТС с торцевым подводом тепла в диапазоне температур $20\text{—}120^\circ\text{C}$, где тепловой поток составлял $(3\text{—}20) \cdot 10^4 \text{ Вт/м}^2$, показали, что основным термическим сопротивлением теплопередачи вдоль термосифона является сопротивление на стороне охлаждения, минимальным — в транспортной зоне.

Условный коэффициент теплопроводности λ_e определяется как

$$\lambda_e = Ql / F\Delta T,$$

где Q — количество тепла, передаваемое термосифоном; F — площадь поперечного сечения полости канала; ΔT — перепад температур между поверхностями нагрева и охлаждения; l — длина термосифона.

Изменение теплового потока q от температуры пара показано на рис. 7.7. Рекомендуемый уровень заливки рабочей жидкости в термосифон составляет 33% для теплоносителей

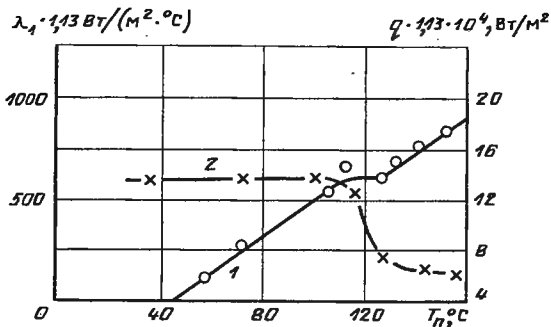


Рис. 7.7. Зависимость теплопроводности термосифона λ (1) и теплового потока q (2) от температуры пара T_n

(спирт, вода). Интенсивность теплопередачи испарительного термосифона зависит от ориентации теплоотвода в пространстве, т. е. от угла наклона к горизонту. При уменьшении угла наклона от 90° до 15° температурный напор на стороне нагрева Δt_n остается практически постоянным (рис. 7.8).

Это связано с тем, что изменение угла наклона нагреваемой поверхности в данном диапазоне изменения угла обеспечивает беспрепятственный отвод пара от поверхности нагрева. Перепад температур между испарителем и конденсатором по паровому пространству теплоотвода также остается постоянным. Однако перепад температур на стороне охлаждения $\Delta t_{охл}$ в полости элемента уменьшается с изменением положения его от вертикального к горизонтальному. Это связано с тем, что при увеличении угла наклона существенно улучшаются условия стекания пленки конденсатора с поверхности. Поэтому общий перепад температур между горячим и холодным концами теплоотвода $\Delta T = \Delta T_n + \Delta T' + \Delta T_{охл}$ с уменьшением наклона уменьшается.

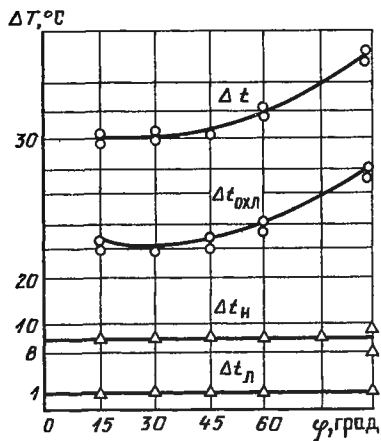


Рис. 7.8. Влияние угла наклона термосифона φ на интенсивность теплообмена

Экспериментально найден оптимальный угол наклона ТС в пространстве ($8-10^\circ$). Это минимальный угол, при котором обеспечивается полное смачивание поверхности нагрева жидкой фазой промежуточного теплоносителя, а на поверхности конденсации обеспечивается интенсивный сток конденсата.

Анализ путей повышения интенсификации теплообмена пока-

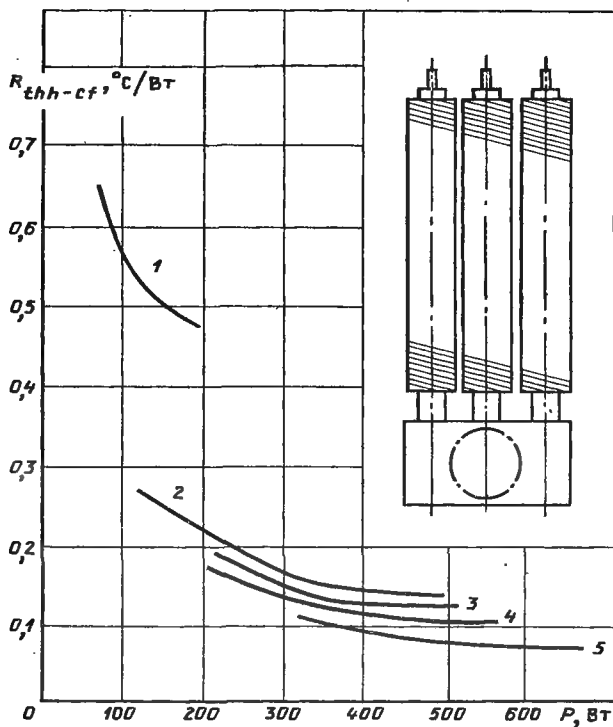


Рис. 7.9. Зависимость теплового сопротивления для одностороннего теплоотвода на основе термосифона типа ТС-173 при заданной скорости охлаждающего потока воздуха от мощности СПП (охлаждение СПП — одностороннее):

1 — $v_{cf} = 0$ м/с; 2 — $v_{cf} = 2$ м/с; 3 — $v_{cf} = 3$ м/с; 4 — $v_{cf} = 6$ м/с; 5 — $v_{cf} = 20$ м/с

зал, что, используя теплофизические свойства ТС (и ТТ), можно при увеличении степени оребрения и коэффициента теплоотдачи отвести от СПП до 4 кВт тепла. Поэтому для СПП на токи до 1250 А разработаны теплоотводы на основе ТС. Типовая конструкция такого теплоотвода (ТС-173) и ее основные характеристики представлены на рис. 7.9—7.13.

В основу конденсаторов ТС положены серийно выпускаемые отечественным производством биметаллические оребренные трубы со специально насеченными турбулизаторами. Внутренняя труба изготовлена из латуни марки Л96, а внешняя — оребренная труба — из алюминиевого сплава АД1. Оребрение получается методом прямой поперечной накатки.

Техническая характеристика биметаллической оребренной трубы, используемой в качестве конденсатора теплоотвода, представлена на рис. 7.13.

В качестве испарителя используют прямоугольную плиту из алюминиевого сплава АД31 с отверстиями для соединения

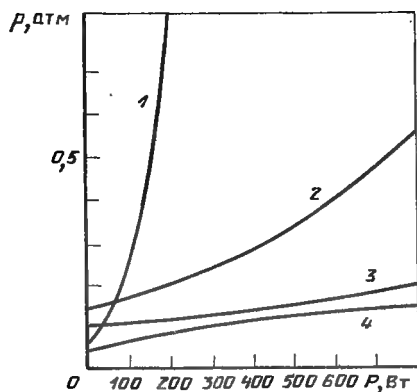


Рис. 7.10. Зависимость давления пара в термосифоне ТС-173 от отводимой мощности при различных скоростях охлаждающего потока воздуха ($T_0 = 20^\circ \text{C}$):
 1 — $v_{cf} = 0$; 2 — $v_{cf} = 0,7 \text{ м/с}$; 3 — $v_{cf} = 2,9 \text{ м/с}$; 4 — $v_{cf} = 7 \text{ м/с}$

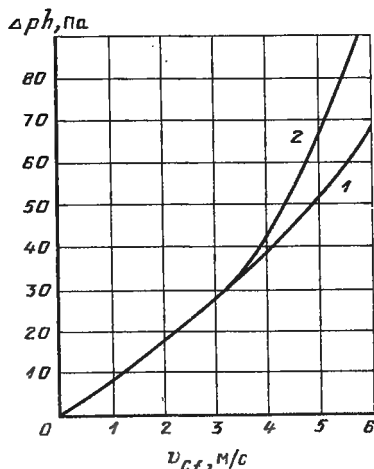


Рис. 7.12. Зависимость перепада давления воздуха на входе и выходе тепловода на основе термосифона типа ТС-173 при одностороннем (1) и двустороннем (2) охлаждении

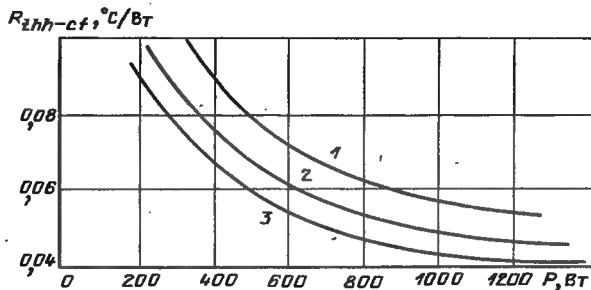


Рис. 7.11. Зависимость теплового сопротивления термосифона ТС-173 от отводимой мощности (охлаждение СПП — двустороннее):
 1 — $v_{cf} = 2 \text{ м/с}$; 2 — $v_{cf} = 4 \text{ м/с}$; 3 — $v_{cf} = 6 \text{ м/с}$

с оребренными трубами. Соединение осуществляется пайкой. Испарительная зона заполняется теплоносителем — дистиллированной водой — через свободные концы оребренных труб, затем трубы вакуумируются и запаиваются.

На рис. 7.10 показан характер изменения давления пара в трубе в зависимости от скорости охлаждаемого потока воздуха. Чем больше скорость охлаждающего потока воздуха, тем меньше давление в оребренных трубах и больше количество отводимого тепла.

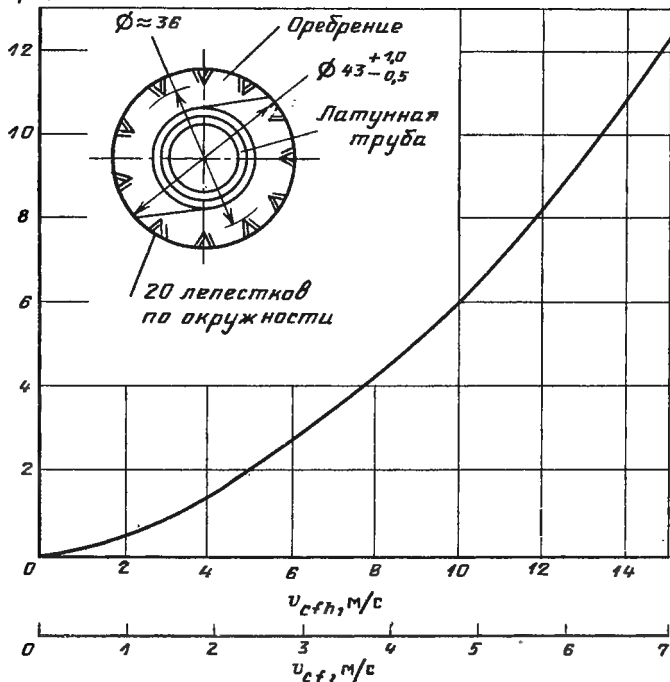
$\Delta p \dot{h}, \text{Па}$ 

Рис. 7.13. Изменение перепада давления воздуха от скорости набегающего потока воздуха v_{cf} , м/с, и от скорости воздуха в межреберных каналах v_{cfh} , м/с (поверхность погонного метра трубы, омываемая воздухом, равна $0,714 \text{ м}^2$)

При двустороннем охлаждении СПП количество отводимого тепла существенно увеличится. Изменение теплового сопротивления теплоотводов (ТС-173) при заданной скорости охлаждающего потока воздуха от отводимого от СПП тепла представлено на рис. 7.11. Нужно отметить, что перепад давления воздуха на входе и выходе из теплоотвода ТС-173 начинает изменяться только после скорости охлаждающего потока 3 м/с. Это значит, что при одностороннем и двустороннем принудительном воздушном охлаждении прибора целесообразной скоростью охлаждения является $U_{cf} \approx 3 \text{ м/с}$ (рис. 7.12).

Испарительная камера теплоотвода ТС для СПП штыревого исполнения выполнена в виде гильзы, основание которой с одной стороны прибора имеет развитую теплоотдающую поверхность в виде ребер, а с другой стороны — отверстие для крепления оребренной трубы — конденсатора.

Одним из существенных недостатков ТС по сравнению с ТТ является их низкая технологичность. Кроме того, тепловые трубы более надежно могут работать в широком

диапазоне тепловых нагрузок, когда в зоне нагрева имеет место как испарительный режим, так и режим кипения промежуточного теплоносителя, т. е. при малых и больших тепловых нагрузках. Для термосифонов наиболее распространенным режимом является режим двухфазной среды, который возможен при относительно больших значениях тепловых потоков ($q = 10^4$ Вт/м² для воды). Для уменьшения значения начала закипания необходимо организовать процесс кипения в стесненных условиях. С этой целью организуют процесс кипения в капиллярных щелях, в капиллярах, на пористых и оребренных поверхностях. Необходимо отметить, что применение этих способов позволяет уменьшить тепловые потоки начала закипания по сравнению с большим объемом приблизительно на порядок, однако значение критических тепловых потоков при этом существенно уменьшается более чем на порядок.

Для повышения эффективности тепловых труб в последние годы применяют внутри них мелкорребристые трубы, позволяющие существенно уменьшить среднюю толщину жидкой пленки и соответственно увеличить коэффициент теплопередачи при пленочной конденсации пара. В зоне нагрева перспективной является организация процесса кипения на пористых поверхностях, поры служат центрами парообразования жидкости [7.4].

В настоящее время для охладителей разработана серия теплоотводов на основе ТТ для СПП с естественным и принудительным воздушным охлаждением на токи 320—2000 А. Для СПП на токи до 630 А, выделяющих при работе до 1 кВт тепла, разработана серия теплоотводов с естественным воздушным охлаждением (рис. 7.14), а для СПП на токи до 2000 А с мощностью тепловых потерь—до 5 кВт с принудительным воздушным охлаждением (рис. 7.15). Диапазон ориентации теплоотводов для СПП с естественным воздушным охлаждением—от 0 до +10°, а с принудительным воздушным охлаждением—от -5 до +90°.

Унифицированная серия теплоотводов на основе ТТ для СПП с принудительным воздушным охлаждением имеет семь типополнителей, в основе которых лежит тепловая труба (рис. 7.16). Теплоотводы применяются для охладителей СПП штыревого и таблеточного исполнений. В настоящее время они выпускаются серийно по ТУ 231.БССР-020-87.

Условное обозначение (рис. 7.17) включает букву, обозначающую функциональную принадлежность данного узла к охладителю воздушной системы охлаждения—теплоотвод—Т, порядковый номер модификации конструкции теплоотвода, число тепловых труб, конструктивное исполнение ребер. Назначение теплоотвода—конструктивное исполнение основания теплоотвода, контактируемого с прибором, климатическое и механическое исполнение по ГОСТ 15150-69 приведены ниже.

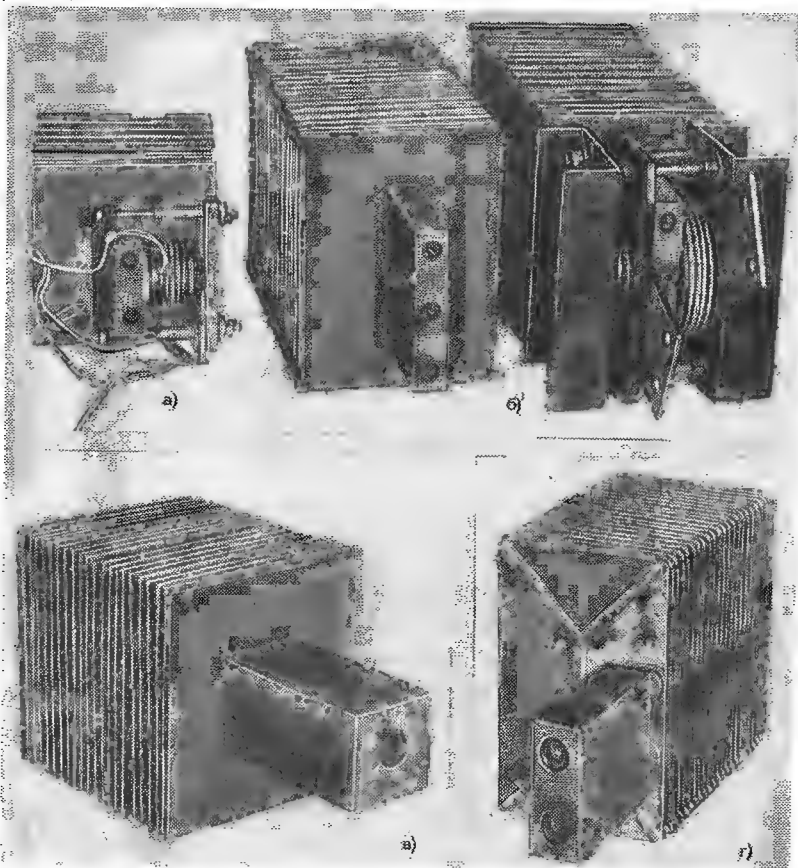


Рис. 7.14. Теплоотводы на основе тепловых труб для СПП с естественным воздушным охлаждением:

а—для СПП с количеством отводимого тепла $P=250$ Вт при температурном напоре $\Delta T=45^\circ \text{C}$; б—для СПП с количеством отводимого тепла $P=500$ Вт при $\Delta T=45^\circ \text{C}$; в, г—для СПП с количеством отводимого тепла $P=125$ Вт

Конструктивное исполнение ребра теплоотвода	Обозначение конструктивного исполнения ребер
Круглое (накатное)	1
Прямоугольное	2
Теплоотвод охладителя для	Обозначение назначения теплоотвода
СПП штыревого исполнения	1
СПП таблеточного исполнения	2

Например, условное обозначение однотрубного теплоотвода для охладителя СПП штыревого исполнения на токи 320—400 А—будет Т1111, где Т—теплоотвод, модификация—1,

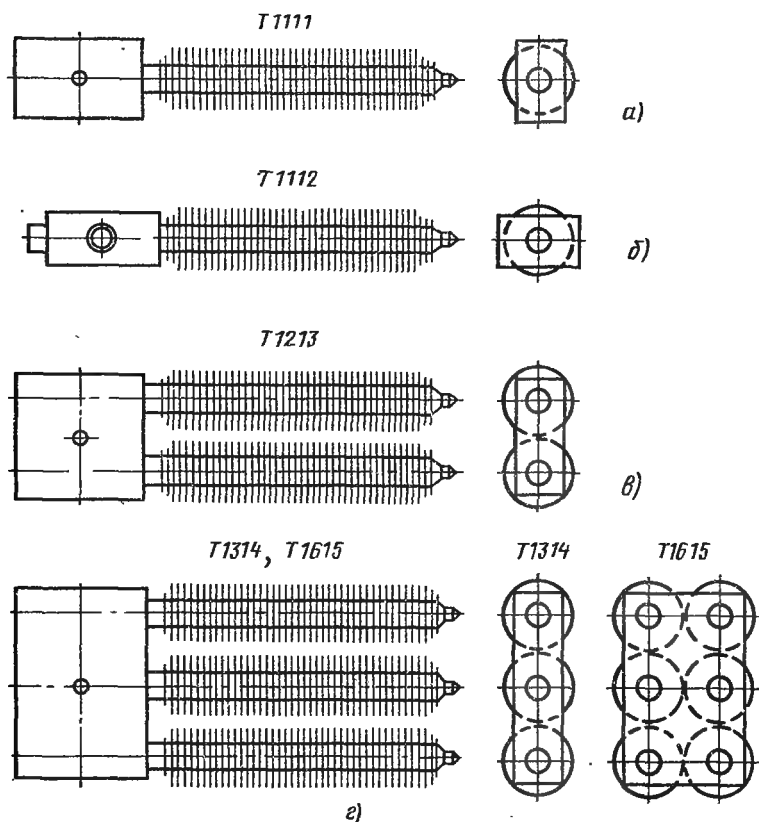


Рис. 7.15. Теплоотводы на основе тепловых труб для СПП на токи 250—1000 А с односторонним принудительным воздушным охлаждением с мощностью тепловых потерь:

а—до 300 Вт; б—до 600 Вт; в—до 900 Вт; г—до 1200 Вт

число тепловых труб—1, конструктивное исполнение ребер—круглое—1, исполнение теплоотвода по назначению—для приборов штыревого исполнения—1, климатическое исполнение—Т, категория размещения—2.

Пример условного обозначения однострубного теплоотвода для СПП таблеточного исполнения на токи 320—400 А—Т1112; Т—теплоотвод, модификация—1, число тепловых труб—1, конструктивное исполнение ребер—круглое—1, исполнение теплоотвода по назначению—приборы таблеточного исполнения—2, климатическое исполнение—Т, категория размещения—2.

Теплоотводы допускают эксплуатацию при температуре окружающей среды $-60 \div +40^\circ \text{C}$, атмосферном давлении

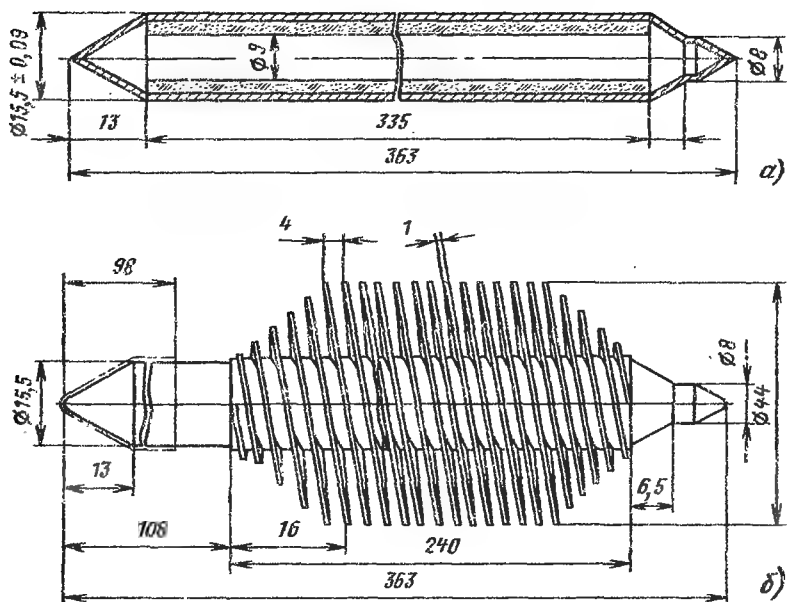


Рис. 7.16. Тепловая труба с капиллярно-пористой структурой из медного порошка:

а — тепловая труба медная; б — тепловая труба медная с накатным оребрением из алюминиевого сплава

(8,66—10,6) · 10⁴ Па, смене температур для теплоотводов к СПП штыревого исполнения — 60 ÷ +190° С, для теплоотводов к приборам таблеточного исполнения — 60 ÷ +125° С, относительной влажности воздуха до 98% при температуре +35° С. Окружающая среда взрывобезопасная и химически неактивная, не содержащая токопроводящую пыль, агрессивные газы или пары в концентрациях, разрушающих металлы и изоляцию.

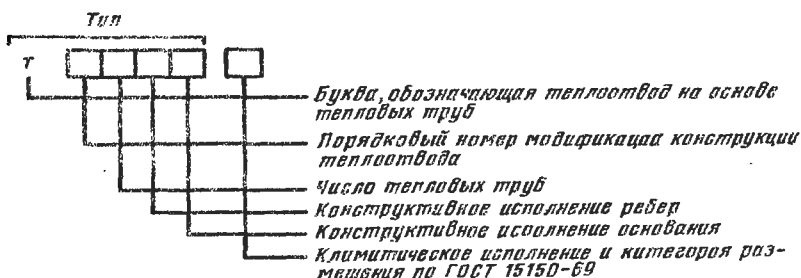
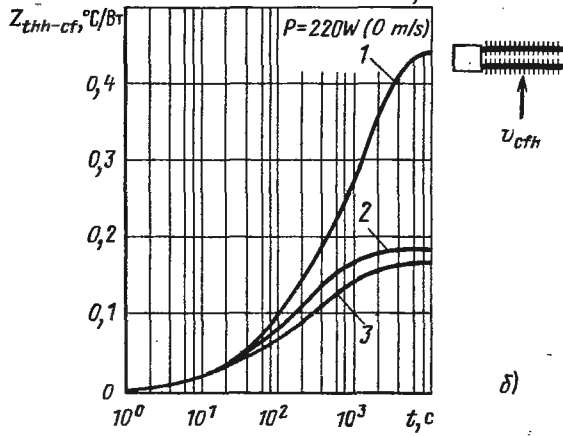
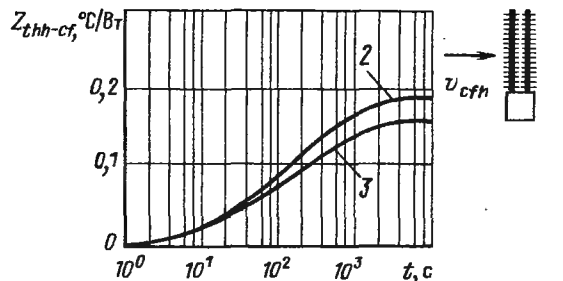
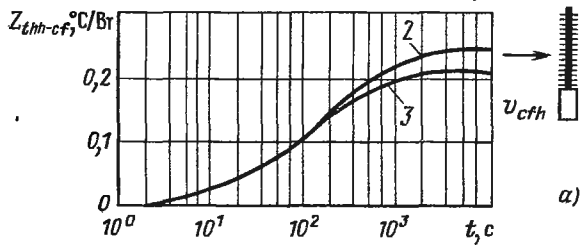
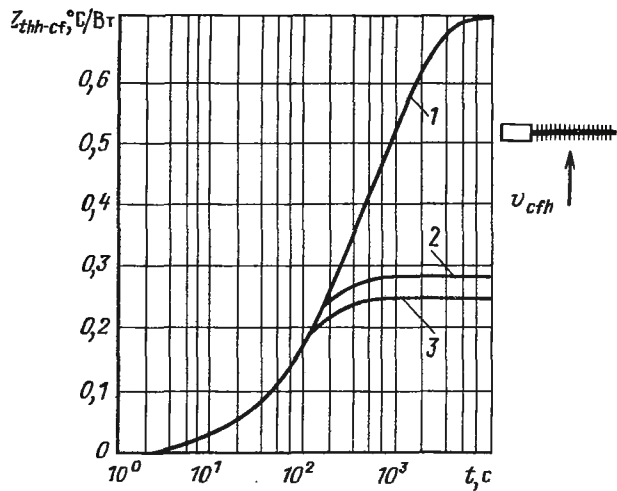


Рис. 7.17. Структура условного обозначения теплоотводов на основе тепловых труб



a)

б)

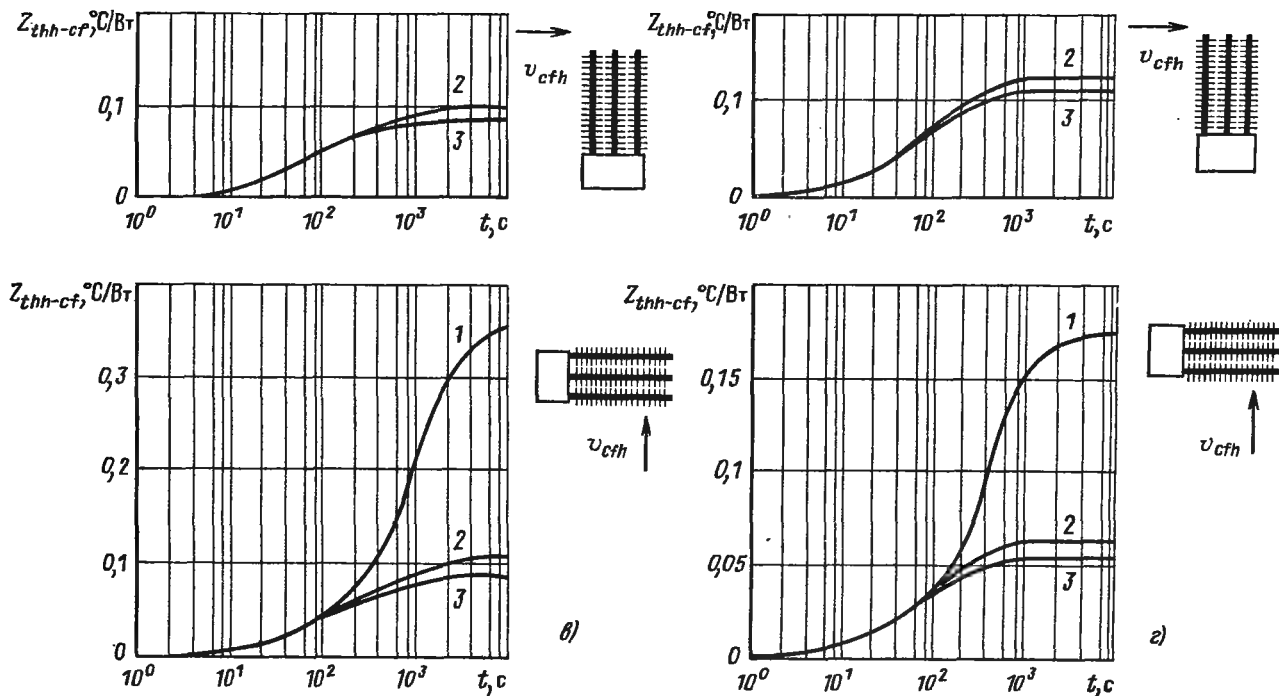


Рис. 7.18. Переходный тепловой импеданс контактная поверхность теплоотвода—охлаждающая среда при скорости набегающего потока воздуха 0, 3 и 6 м/с при горизонтальной и вертикальной ориентации в пространстве для теплоотводов T1111, T1112 (а), T1213 (б), T1113 (в) и T1615 (г)

Теплоотводы изготавливают в климатических исполнениях 2 и Т, категории размещения 2 по ГОСТ 15150-69.

Теплоотводы по стойкости к воздействию механических нагрузок соответствуют группам М25, М27 условий эксплуатации (ГОСТ 17516-72) и выдерживают одиночные удары длительностью импульса 40—60 мс и ускорением 1g.

Срок службы теплоотводов — не менее 10 лет.

Теплоотводы соответствуют требованиям технических условий.

Гарантийный срок устанавливается 2 года с момента ввода теплоотводов в эксплуатацию.

Основные технические данные теплоотводов представлены на рис. 7.18.

Тепловая труба изготовлена из медной трубы с внешним диаметром 15, толщиной стенки 1, длиной 363 мм. На внутренней поверхности трубы расположена капиллярно-пористая структура из медного спеченного порошка марки ПМС-Н толщиной 2 мм. Фракция порошка 0,2—0,16 мм. Длина зоны нагрева 100 мм. Поверхность подвода тепла к фитилю $S = 50 \text{ см}^2$. В качестве теплоносителя используют дистиллированную воду. Тепловая труба работает при вертикальной и горизонтальной ориентациях в пространстве. Масса тепловой трубы — не более 0,25 кг. Оребренная тепловая труба Т111. Оребрение выполнено методом прямой поперечной накатки — выдавливанием из алюминиевого сплава АД-1. Поверхность теплообмена $S \approx 7560 \text{ см}^2$. Масса — не более 0,6 кг. Оребренная тепловая труба является основным элементом теплоотводов для принудительного воздушного охлаждения СПП. Путем запрессовки (или запайки) теплоотводов в различные типы оснований получен унифицированный ряд теплоотводов, предназначенный для СПП.

В табл. 7.7 приведены основные характеристики теплоотводов для СПП. Теплоотвод Т1111 предназначен для СПП штыревого исполнения на токи 320—400 А. Основание теплоотвода выполнено из алюминиевого профиля прямоугольного сечения (материал АД31), в котором имеется резьбовое отверстие под прибор. Допуск плоскостности контактной поверхности с СПП — не более 0,03 мм, шероховатость — не более 3,2 мкм, допуск перпендикулярности оси резьбового отверстия к контактной поверхности не более 0,06 мм. Теплоотвод Т1112 предназначен для СПП таблеточного типа на токи 320—400 А, может применяться для одно- и двустороннего охлаждения СПП. По центру основания расположено отверстие $\varnothing 3,5 \text{ мм}$ для фиксации СПП. Этот же теплоотвод может применяться для СПП модульного исполнения (с односторонним отводом тепла).

Таблица 7.7. Тепловые и монтажные характеристики теплоотводов с рекомендуемыми СПП

Тип теплоотвода	Тип СПП	Тепловое сопротивление, °С/Вт		Крутящий момент или прижимное усилие, Н·м или Н
		СПП	контакта корпус прибора — теплоотвод	
Т1111	ТС171-250, ТС171-320	0,1	0,03	60 ± 5
	Т171-250	0,1		
	Т171-320	0,9		
	ТЛ171-250, ТЛ171-320	0,085	0,05	50 ± 10
	Д171-400, ДЛ171-320	0,099	0,03	60 ± 5
	ДЧ171-250, ДЧ171-250Х	0,08	0,05	50 ± 10
	ДЧ171-320, ДЧ171-320Х			
Т1112	Т123-250, Т123-320, ДЛ123-320	0,08	0,02	5500 ± 500
	Т133-320	0,045	0,015	10 000 ± 1000
Т1213	Т133-400	0,045	0,015	10 000 ± 1000
	Т143-400, Т143-500, Т143-630	0,034	0,01	15 000 ± 1500
	Д133-400, Д133-500, Д133-800, ДЛ133-500	0,045	0,015	10 000 ± 1000
	Д143-630, Д143-800, Д143-1000	0,034	0,01	15 000 ± 1500
	Д143-2000	0,025	0,012	12 000 ± 2000

Тип теплоотвода	Тип СПП	Тепловое сопротивление, °C/Вт		Крутящий момент или прижимное усилие, Н·м или Н
		СПП	контакта корпус прибора — теплоотвод	
T1112	ТБ133-250	0,08	0,04	8000 ± 1600
	ТБК143-250, ТБК143-320	0,058	0,01	$12\,000 \pm 2000$
	ТБ143-320	0,05	0,02	$16\,000 \pm 3200$
T1213	ТБ143-400	0,05	0,02	$16\,000 \pm 3200$
	T153-630, T153-800	0,026	0,005	$22\,000 \pm 2000$
	T253-800, T253-1000	0,022	0,005	$26\,000 \pm 2000$
	ТБ253-800, ТБ253-1000	0,025	0,008	$24\,000 \pm 4800$
T1314,	ДЧ143-800, ДЧ143-1000	0,035	0,02	$16\,000 \pm 3200$
	T253-1250	0,022	0,005	$26\,000 \pm 2000$
T1615	T355-800, Д253-1600	0,022	0,005	$15\,000 \pm 2000$ $26\,000 \pm 2000$
	T253-1250	0,022	0,005	$26\,000 \pm 2000$

Теплоотвод T1213 предназначен для одно- и двустороннего охлаждения СПП таблеточного типа на токи 400—630 А, а также для СПП модульного и фланцевого исполнений.

Теплоотводы T1314 и T1615 рекомендуются для СПП на токи 630—1250 А, а также для СПП модульного и фланцевого исполнений с односторонним теплоотводом. Масса теплоотвода — не более 2,5 кг. Аэродинамические характеристики теплоотводов представлены на рис. 7.19.

Прижимные устройства системы «СПП — охладитель». Прижимное устройство (рис. 7.20) обеспечивает необходимый тепловой и электрический контакты теплоотвода с СПП.

Для СПП штыревого исполнения функции прижимного

$\Delta p h, \text{ Па}$

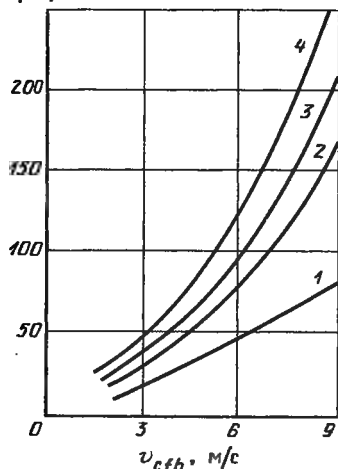


Рис. 7.19. Зависимость перепада давления набегающего потока воздуха от скорости для теплоотводов T1111, T1112 (1), T1213 (2), T1314 (3) и T1615 (4)

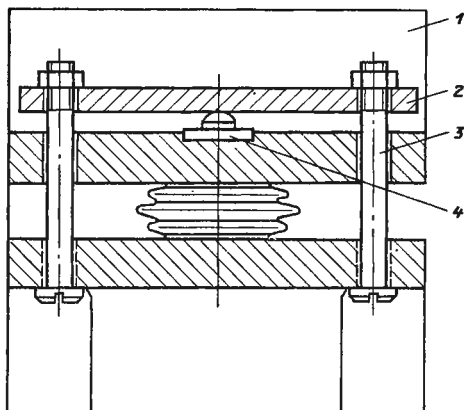


Рис. 7.20. Прижимное устройство охладителей:
1—теплоотводы; 2—траверса; 3—стяжные болты; 4—упор

устройства выполняют резьбовой штырь прибора и посадочное резьбовое отверстие в теплоотводе, для СПП таблеточного исполнения—специальное прижимное устройство. Оно состоит из стяжных болтов, центрирующих упоров, изолятора и траверсы. Стяжные болты служат для обеспечения и фиксации заданного прижимного усилия в процессе эксплуатации СПП. Их изготавливают, как правило, из среднеуглеродистой стали. Соединение болтов с теплоотводами может быть жестким и нежестким. Жесткое крепление (рис. 7.20) позволяет сохранить развитую поверхность теплообмена в монолитных теплоотводах охладителей (ТУ 16.729.377-82) по центру оребренной пластины теплоотвода и тем самым уменьшить тепловое сопротивление охладителей, а также массу теплоотвода за счет использования оребренной пластины в качестве траверсы. Однако применение такого крепления ограничено высокими значениями механических напряжений и пластических деформаций соединений резьбовых болтов с оребренной алюминиевой пластиной. Предельно допустимой растягивающей нагрузкой в таком соединении является $N \approx 2500 \text{ кг}$ при удельной нагрузке $q = 120 \text{ кг на } 1 \text{ см}^2$ контактной поверхности СПП.

Кроме того, из-за высоких растягивающих нагрузок и изгибающих моментов между теплоотводом и СПП возникают зазоры, которые приводят к резкому ухудшению тепловых контактных сопротивлений между СПП и теплоотводом.

Для СПП с диаметром контактной поверхности более 10 мм целесообразно применять нежесткое крепление. При таком креплении отсутствуют зазоры между теплоотводом и СПП, улучшается тепловой контакт, несмотря на то, что отсутствие оребрения в центре оребренной пластины влечет за собой увеличение установившегося теплового сопротивления.

Одной из проблем при обеспечении заданного прижимного усилия является стабилизация его в течение заданного срока эксплуатации.

Усилие прижима, создаваемое стяжными болтами, контролируется различными способами. В отечественном производстве и ряде зарубежных фирм [7.1] контроль осуществляют: помощью металлической стрелки, закрепленной консольно на конце пластинчатой пружины — траверсы. (Пружины предназначены для создания предварительного, а иногда и окончательного натяга.) При наличии прогиба траверсы от усилий, создаваемых наворачиванием гаек на стяжные болты (соответственно заданной тарировочной характеристике), стрелка отклоняется на заданное значение. Этот способ достаточно точен (погрешность не превышает 2—3%). Недостатками его являются повышенная трудоемкость изготовления крепления стрелки и неудобство проверки прогиба при размещении системы «СПП — охладитель» в преобразовательном агрегате.

Некоторые зарубежные фирмы [ASEA (Швеция), Seifert (ФРГ)] предлагают фиксировать усилие прижима моментным способом. Этот способ универсален, однако имеет большую погрешность замера (до 25%).

Удобным и достаточно точным является способ размещения предварительно оттарированной пружины на центрирующем упоре. От усилия прижима пружина (пластинчатая) изгибается до полного прилегания к сопрягаемой поверхности упора. Наличие такого упора влечет за собой увеличение массы охладителя.

В современных конструкциях таблеточных СПП (на токи до 630 А), имеющих прижимные контактные соединения, несмотря на несомненные их преимущества перед СПП других типов, обеспечение теплового и электрического контактов наталкивается на ряд трудностей.

Детали системы «СПП таблеточного типа — охладитель» подвергающиеся сжатию, имеют большие размеры, недостаточную чистоту и качество обработки контактных поверхностей, значительные термоупругие деформации. Прижимные усилия элементов системы «СПП — охладитель» велики. Удельные тепловые и электрические нагрузки контактных поверхностей значительно увеличиваются. Как следствие повышения мощности СПП существенно возросло абсолютное значение мощности потерь, которое должно быть отведено от одного СПП.

Если в ранее применяемых СПП средней мощности потери составляли сотни ватт, то в современных мощных СПП их значение достигает нескольких киловатт. Требуется обеспечить очень малое и стабильное тепловое сопротивление прижимных контактных элементов в приборе, прибора с охладителем и самого охладителя.

Как известно, термическое и электрическое сопротивления металлических контактов определяются физико-механическими свойствами соприкасающихся материалов, чистотой обработки поверхностей и нагрузкой на них, причем с увеличением усилия сжатия тепловое и электрическое контактные сопротивления уменьшаются за счет увеличения числа контактных пятен.

При удельных усилиях сжатия свыше 100 кгс/см^2 и обработке контактных поверхностей $R \geq 1,25 \div 0,16$ тепловое сопротивление контактных соединений стабилизируется, т. е. изменяется незначительно.

Решение задачи стабилизации правильно выбранного прижимного усилия с учетом упругих и пластических деформаций сопрягаемых элементов системы «СПП — охладитель» позволяет обеспечить постоянство прижимного контакта, а следовательно, и постоянных тепловых электрических контактных сопротивлений в течение заданного срока эксплуатации.

В основе исследования элементов на релаксацию напряжений лежит определение их прочностных характеристик в областях упругих и пластических деформаций. Одним из наиболее распространенных методов расчета элементов в области упругих деформаций является метод допускаемых напряжений [7.6, 7.7], позволяющий решать соответствующие задачи с достаточной степенью точности. Аналитические исследования релаксации напряжений, изложенные в [7.7, 7.8], можно применять при определении прочностных характеристик в элементах прижимных устройств при соответствующей экспериментальной проверке и определении эмпирических коэффициентов релаксации. Практический интерес при исследовании прочностных характеристик представляют аналитические исследования по определению изменения твердости материала от времени.

При падении нагрузок со 100 кгс/см^2 на 15—20% термическое сопротивление контактного соединения возрастает на 20—25%, а электрическое — на 40%.

В условиях длительной эксплуатации СПП ($t = 10^5$ ч) явление термомеханической усталости прижимных элементов системы «СПП — охладитель» становится серьезным фактором, снижающим надежную работу СПП.

Известно, что релаксация напряжений в различных элементах прижимного устройства под воздействием длительных температурных и механических нагрузок может быть довольно

существенной, и ее необходимо учитывать в соответствующих расчетах нагруженных элементов.

При сборке СПП с охладителем часто путают назначение такого элемента прижимного устройства, как пружина (пластинчатая или круглая). Считают, что суммарная нагрузка создается пружиной.

Такой подход справедлив только для относительно небольших диаметров контактной поверхности (до $\varnothing = 50$ мм), где нагрузки составляют не более 2000 кг и усилия прижима не превышают 120 кг/см². Для СПП с большим диаметром контактной поверхности ($\varnothing 56, 80, 100$ и т. д.) необходимы пружины, обеспечивающие усилие сжатия 2000—8000 кг и более. В условиях ограниченного объема размещения таких пружин пружины получаются очень массивными, с малыми прогибами, которые трудно измерить. В этом случае необходимо помнить, что пружины необходимы только для предварительного натяга (фиксации) $N \approx 500 \div 600$ кг.

Необходимые нагрузки обеспечиваются стяжными болтами, при этом затяжка болтов осуществляется таким образом, чтобы начальное механическое напряжение (σ_0) в растягиваемых болтах не превышало 2/3 предела упругости $\sigma_{\text{упр}}$:

$$\sigma_0 \leq \frac{2}{3} [\sigma_{\text{упр}}],$$

т. е. стяжные болты в прижимном устройстве должны работать только в области упругих деформаций и при снятии нагрузки болт должен принимать свою первоначальную длину.

Компоновка системы «СПП—охладитель» в ПУ с естественным воздушным охлаждением. Одной из главных задач обеспечения нормального теплового режима СПП является компоновка системы «СПП—охладитель» в ПУ. В основе компоновки лежит выбор рационального размещения охладителей в вентильной секции ПУ относительно друг друга, способствующего снижению взаимного влияния температурного фона.

Компоновка охладителей в ПУ должна отвечать следующим требованиям: удобство монтажа и демонтажа охладителей и СПП в ПУ при минимальном демонтаже сопрягаемых с ними деталей, защита системы «СПП—охладитель» от механических повреждений и вредных воздействий окружающей среды, обеспечение нормального теплового режима при эксплуатации СПП, универсальность (по возможности) силовых токоподводов, рассчитанных на подсоединение ПУ с разных сторон [7.9].

Конструкция вентильной секции ПУ с СПП и различными теплоотводящими устройствами определяет микроклимат, необ-

ходимый для обеспечения нормального теплового режима СПП.

Отсутствие данных о температурном поле среды вокруг СПП в ПУ и взаимном температурном влиянии смежных СПП не позволяет разработчикам выбрать предельно допустимую нагрузку на СПП по току, а конструкторам рационально разместить их в ПУ. Поэтому одной из важнейших задач является определение температурного поля воздушной среды вокруг СПП в ПУ и взаимного температурного влияния смежных СПП [7.1].

Перепад температуры воздуха вокруг нагретых СПП с охладителем в ПУ можно определить из следующих формул:

перепад температуры воздуха над охладителем СПП в непосредственной близости от него

$$\Delta T_{c0} = \Delta T_p \left(1 - e^{-\gamma \frac{d_1}{d}} \right). \quad (7.1)$$

Перепад температуры воздуха на расстоянии x от охладителя вдоль вертикальной секции ПУ (над охладителем СПП)

$$-\Delta T_{cx} \Delta T_{cx}' = \Delta T_p \left(1 - e^{-\gamma \frac{d_1}{d}} \right) e^{-\beta \frac{x}{d_1}}. \quad (7.2)$$

Перепад температуры воздуха в зоне охладителя и под ним на различных расстояниях от него вдоль вентильной секции ПУ

$$\Delta T_{c\mu} = \Delta T_p \left(1 - e^{-\gamma \frac{d_1}{d}} \right) e^{-\mu \frac{x}{d_1}}. \quad (7.3)$$

В этих формулах γ , β , μ — эмпирические коэффициенты: $\gamma = 1,18$; $\beta = 0,3$; $\mu = 0,54\lambda_0$; ΔT_p — перепад температуры между источником тепла и окружающей средой; $d = 75$ мм — условная — базовая высота охладителя; d_1 — высота рассматриваемого охладителя; x — координата, направленная в противоположную сторону оси x ; λ_0 — теплопроводность воздуха при нормальной температуре.

Как видно из формулы (7.2), в правой ее части единственной переменной величиной является $e^{-\beta \frac{x}{d_1}}$, остальные величины постоянные. Поэтому абсолютная величина перегрева среды над блоком определяется лишь этим членом. Из уравнения (7.2) видно, что перегрев среды убывает с увеличением расстояния от входа нагретой зоны. Для различных типов охладителей с СПП переменной является также величина d_1 . Как видно из (7.2), с уменьшением d_1 перегрев уменьшается.

Несколько иной будет картина перегрева среды перед входом в охладитель; исходя из предположения, что скорость

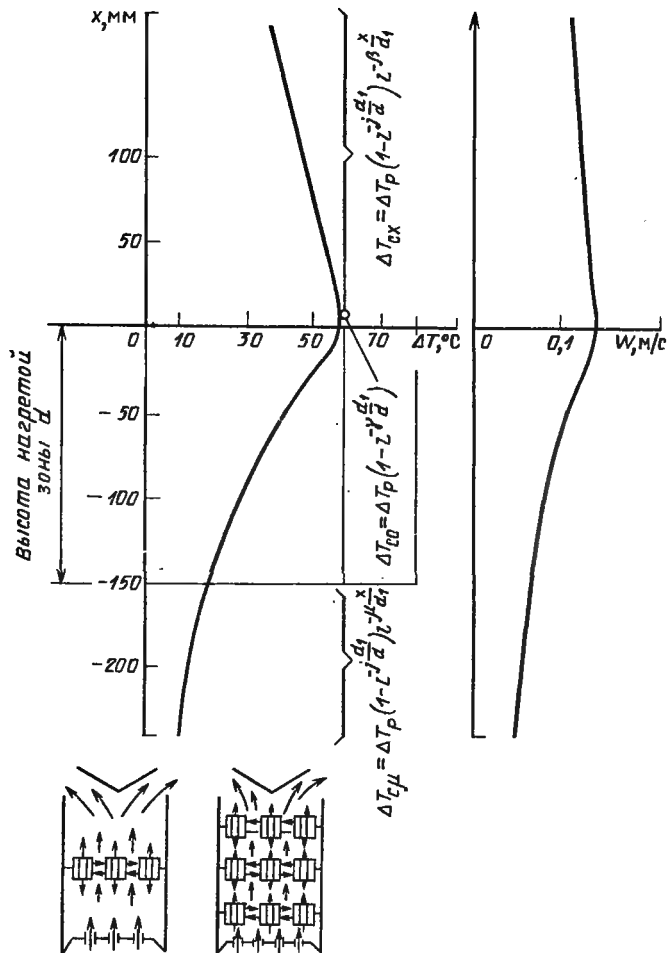


Рис. 7.21. Расчетная схема температурного поля среды в нагретой зоне вентильной секции ПУ

охлаждающего потока настолько мала, что конвективный теплообмен практически отсутствует, и если считать, что воздух прозрачен для излучения, то он может нагреваться лишь за счет теплопроводности.

Характер изменения температуры воздуха, проходящего через нагретый охладитель, показан на рис. 7.21.

Температура среды сбоку теплоотвода охладителя определяется толщиной пограничного слоя.

В соответствии с распределением температуры нагрева воздуха по толщине ламинарного пограничного слоя она

имеет параболический характер и определяется по формуле

$$\Delta T_c = \Delta T_p \left(1 - \frac{\Delta}{\delta}\right)^2; \quad \Delta T_c = T_c - T_0, \quad (7.4)$$

где Δ — текущая координата, мм; δ — толщина пограничного слоя на расстоянии 25 мм от начала ребра охладителя; T_c — температура среды пограничного слоя (осредненное); T_0 — температура среды вне пограничного слоя.

Выражение (7.4) удовлетворяет следующим граничным условиям:

$$\Delta T_c = \Delta T_p \text{ при } \Delta = 0;$$

$$\Delta T_c = 0 \text{ при } \Delta = \delta.$$

Температурное поле среды вокруг нагретых СПП с охладителями при наличии в вентильной секции ПУ воздухоотводящих экранов и перфораций. Для уменьшения влияния нагретого конвективного потока воздуха на СПП, которые расположены в вертикальной плоскости (в многоблочной секции ПУ), в практике конструирования иногда применяют воздухоотводящие экраны, т. е. плоские пластины над нагретой зоной СПП для изменения направления нагретого воздушного потока.

Степень влияния экранов на перегрев СПП в ПУ определяется углом их наклона и коэффициентом перфорации стенок вертикальной секции ПУ.

Угол наклона экранов, обеспечивающий нормальный тепловой режим СПП, определяется из условия

$$\Delta T_\alpha \leq \Delta T_c,$$

где ΔT_α — перепад температуры воздуха в нагретой зоне при наличии экранов над температурой воздуха вне ПУ; ΔT_c — перепад температуры воздуха в нагретой зоне без экранов над температурой воздуха вне ПУ.

Оптимальный угол наклона α будет при обеспечении максимального расхода потока воздуха v , минимальном перегреве воздуха в нагретой зоне ΔT и площади застойных зон S_1 .

Установим аналитическую зависимость расхода и температуры воздуха от степени нагрева системы «СПП — охладитель» при наличии воздухоотводящих экранов.

Допустим, что над и под блоком СПП наклонно под углом α (рис. 7.22) расположены экраны. Конвективный поток воздуха подходит к нагретой зоне через боковую стенку вентильной секции ПУ, обозначенную на рис. 7.22 буквами *ЕА*, и проходит через нагретую зону (блок) с вершинами *А*, *В* и *С*, *Д*, скорость воздушного потока в которых будет ничтожно мала. В результате в вершинах этих углов

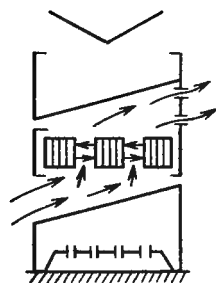
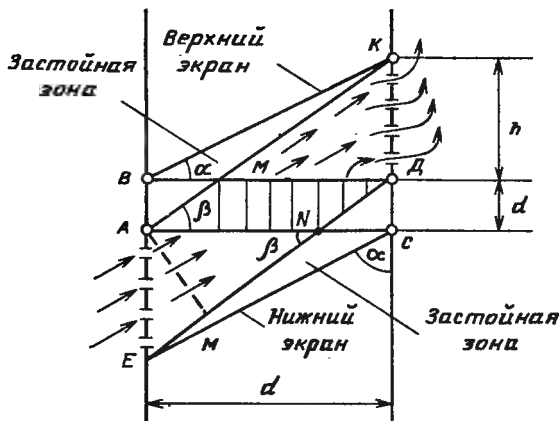


Рис. 7.22. Расчетная схема температурного поля среды в нагретой зоне при наличии воздухоотводящих экранов

образуются зоны повышенных температур, которые в первом приближении можно считать ограниченными линиями AK и ED .

Перепад температуры воздуха в межреберных каналах теплоотвода охладителя при наличии воздухоотводящих экранов над температурой среды вне ПУ определяется по формуле

$$\Delta T_{ca} = \Delta T_p = \left(1 - e^{-\gamma_a}\right) e^{-0,3 \frac{x}{d}}. \quad (7.5)$$

Здесь $\gamma_a = 1,18 + d_1 \operatorname{ctg} \alpha / (a + d \operatorname{ctg} \alpha)$,

где γ_a — коэффициент, характеризующий нагрев среды между ребрами теплоотвода при наличии воздухоотводящих экранов; α — угол наклона экранов; d_1 — текущая координата вдоль нагретой зоны ребра теплоотвода; d — высота теплоотвода; a — длина теплоотвода.

Площадь эффективного воздушного тракта определяется по формуле

$$F = h \frac{1}{\sqrt{1 + (\operatorname{tg} \alpha + d/a)}}, \quad (7.6)$$

где h — расстояние между двумя смежными охладителями, размещенными в вертикальной плоскости при $\alpha = 90^\circ$.

Целесообразность применения воздушных экранов определяется из условия, что $h_a \leq h$, где h_a — расстояние между охладителями, размещенными в вертикальной плоскости при $\alpha = 90^\circ$.

Для уменьшения высокотемпературной застойной зоны над охладителем целесообразно воздушный экран приподнять над охладителем на 15—25 мм, оставив при этом заданный угол

наклона ВЭ. Это позволяет уменьшить область застойных зон до 80%, увеличить соответственно значение F и ликвидировать подогрев вышерасположенного СПП.

Рациональная компоновка СПП с охладителем в ПУ без применения ВЭ определяется из условия $\Delta T_c \approx \Delta T_c$, где ΔT_c определяется по формуле

$$\Delta T_c = \Delta T_p (1 - e^{-1,18 \frac{d_i}{x}}) e^{-0,3 \frac{x}{d_i}} < \Delta T_p$$

при $h < d$.

Переходное тепловое сопротивление «контактная поверхность — охлаждающая среда» теплоотводов СПП. Переходное сопротивление теплоотводов СПП. Переходное сопротивление теплоотводов $Z_{(th)t}$ является их температурной реакцией на мгновенное изменение мощности P , выделяемой СПП. Значение его $Z_{(th)t}$ определяется как отношение разности температуры охлаждающей среды, которая достигнута в конце временного интервала, к вызывающему ее изменению мощности в начале того же интервала времени:

$$Z_{(th)t} = \frac{[T_{vi(0)} - T_{ref(0)}] - [T_{vi(t)} - T_{ref(t)}]}{\Delta P}, \quad (7.7)$$

где $T_{ref(0)}$, $T_{vi(0)}$ — установившаяся температура теплоотвода и окружающей среды при времени t — начало отсчета при разомкнутой цепи; $T_{vi(t)}$, $T_{ref(t)}$ — температура теплоотвода и охлаждающей среды при времени t ; ΔP — изменение мощности СПП, вызывающей разогрев теплоотвода. Переходное тепловое сопротивление теплоотводов определяется следующим образом.

После подачи тока, нагревающего СПП, и установления теплового равновесия регистрируется мощность рассеивания СПП. Затем ток нагрева прерывается, и регистрируется прямое падение напряжения при опорном токе, а также температура в контактной точке в зависимости от времени.

Эффективная температура СПП в зависимости от времени определяется с помощью калибровочной градуировочной кривой, полученной при опорном токе. Калибровочная кривая строится путем измерения температурной зависимости прямого падения напряжения, создаваемого путем изменения внешней температуры СПП.

Переходное тепловое сопротивление контактная поверхность теплоотвода — охлаждающая среда для теплоотводов на основе тепловых труб представлено на рис. 7.18.

Аэродинамическое сопротивление теплоотводов. Одним из основных параметров теплоотводов, характеризующих нормальный тепловой режим СПП, является аэродинамическое сопротивление теплоотводов потоку охлаждающей среды.

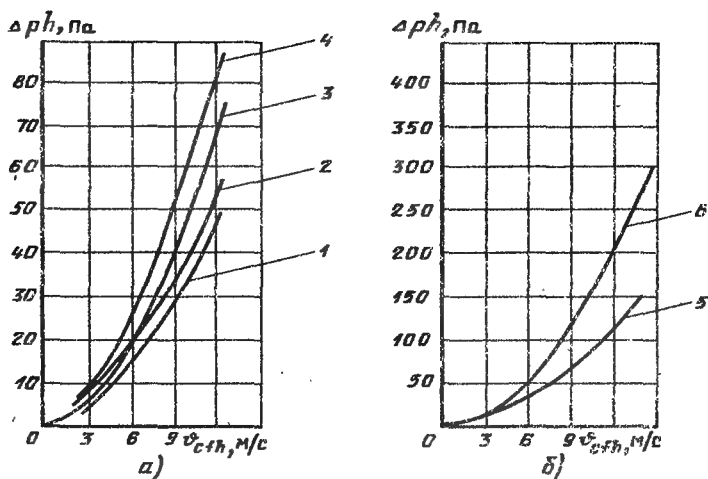


Рис. 7.23. Аэродинамические характеристики теплоотводов охладителей серии О (ТУ 16.729.377-82):

1—0135; 0145; 0231; 0241; 0151; 0371; 0251; 2—0161; 0171; 0181; 0155; 0112; 0351; 0471; 3—0123; 4—0271; 0281; 0165; 0175; 0132; 5—0143; 0243; 0343; 0153; 0253; 6—0173

Теплоотводы и охладители на их основе систем принудительного воздушного охлаждения СПП имеют, как правило, установившееся аэродинамическое сопротивление при заданной скорости набегающего воздушного потока (или скорости воздуха в межреберных каналах теплоотвода).

Это сопротивление изменяется в зависимости от геометрии оребренного профиля, от равномерности заполнения аэродинамического канала по сечению и длине, от компоновки теплоотводов и охладителей на их основе в преобразовательном агрегате. На рис. 7.23, а, б показано изменение перепада давления потока воздуха от скорости охладителей серии О (ТУ 16.729.377-82) и теплоотводов на основе тепловых труб серии Т (см. рис. 7.19). Из сравнения изменения тепло- и аэродинамического сопротивлений теплоотводов охладителей от скорости охлаждающего воздуха в межреберных каналах следует, что снижение теплового сопротивления теплоотвода на 20% влечет за собой увеличение перепада давления воздуха на входе и выходе из теплоотвода в 3 раза, а следовательно, и увеличение расхода энергии на привод вентилятора. Кроме того, это ведет к снижению КПД преобразовательного агрегата в целом, так как высокие аэродинамические сопротивления теплоотводов требуют применения специальных вентиляторов высокого давления. Поэтому иногда разработчики преобразовательных агрегатов идут по пути некоторого увеличения межреберных каналов теплоот-

водов и их габаритных размеров за счет снижения аэродинамических сопротивлений.

Для приближенной оценки аэродинамических характеристик разрабатываемых теплоотводов охладителей систем воздушного охлаждения СПП можно воспользоваться приведенным ниже расчетом [7.10].

Полный напор, необходимый для осуществления движения воздуха через любой теплоотвод охладителя, определяется по формуле

$$\Delta H = \sum \Delta H_{п.т} + \sum \Delta H_{м.с} + \sum \Delta H_y + \sum \Delta H_c, \quad (7.8)$$

где $\sum \Delta H_{п.т}$ — сумма сопротивления потерь напора на преодоление трения на всех участках поверхности теплообмена; $\sum \Delta H_{м.с}$ — сумма потерь напора в местных сопротивлениях; $\sum \Delta H_y$ — сумма потерь напора, обусловленных ускорением потока; $\sum \Delta H_c$ — суммарные затраты напора на преодоление самотяги.

Так как физическая природа возникновения каждой составляющей гидравлического (аэродинамического) сопротивления разная, то и расчет ведется по каждой составляющей.

Потери напора на преодоление сил трения в прямоугольных межреберных каналах теплоотвода охладителя на участке безотрывного течения. Потеря давления на трение при ламинарном режиме течения в цилиндрической трубе определяется по формуле

$$\Delta H_{п.т} = \frac{\lambda}{d} \rho \frac{W_{ср}^2}{2} l, \quad (7.9)$$

где λ — коэффициент сопротивления трению, характеризующий отношение сил трения и инерционных сил потока. Для ламинарного режима течения $\lambda = 64/Re$; Re — число Рейнольдса, являющееся критерием подобия течений реальной жидкости:

$$Re = W_{ср} d / \nu;$$

ν — коэффициент кинематической вязкости, m^2/c ; d — диаметр трубопровода, м; $W_{ср}$ — средняя скорость в канале, м/с; ρ — средняя плотность в канале, kg/m^3 ; l — полная длина трубопровода, м.

Формула (7.9) справедлива для числа Рейнольдса $Re_{кр} \approx 2300$.

Формула справедлива не только для ламинарного, но и для турбулентного режима течения. В последнем случае можно использовать эмпирические или полуэмпирические зависимости, например Блазиус предложил зависимость

$$\lambda = A Re^{-m}, \quad (7.10)$$

в которой до $Re < 5 \cdot 10^4$ $A = 0,316$; $m = 0,25$. С увеличением числа Re показатель степени уменьшается (коэффициент A также изменяется).

Для приближенных расчетов при турбулентном режиме течения для определения поля скорости в трубах можно принять зависимость

$$\frac{W}{W_m} = \left(1 - \frac{r}{r_1}\right)^{1/m}, \quad (7.11)$$

где $m=7 \div 10$; большим числом Re соответствует большие m .

Формула может быть распространена на трубопроводы некруглого сечения путем введения эквивалентного диаметра d_3 :

$$d_3 = 4f/P,$$

где f —площадь проходного сечения, м; P —смоченный жидкостью периметр, м.

Таким образом, потеря напора на преодоление сил трения в межреберных каналах охладителя на участке безотрывного течения определяется по формуле

$$\Delta H_{п.т} = \frac{\lambda}{d_3} \rho \frac{W_{cp}^2}{2} l, \quad (7.12)$$

где λ определяется по формуле (7.10) в зависимости от режима течения.

Режим течения определяется числом Рейнольдса на входе в межреберный канал:

$$Re_{вх} = \frac{W_{нач} d_3}{\nu}.$$

Некоторые величины и зависимости, характеризующие ламинарный и турбулентный режимы течения в трубе, представлены в табл. 7.8.

В реальных трубопроводах имеются участки с резким поворотом, тройники. Все эти элементы, характеризующиеся малой длиной, но большими гидравлическими потерями, принято называть местными сопротивлениями. Увеличенные потери в местных сопротивлениях связаны, главным образом, с отрывом потока и образованием вихревых зон, поэтому они в очень малой степени зависят от числа Re .

Потери в местных сопротивлениях обычно выражают в долях от динамического давления:

$$\Delta H_{м.с} = \xi_{м.с} \overline{W^2} / 2, \quad (7.13)$$

где $\xi_{м.с}$ —коэффициент местного сопротивления, зависящий от характера препятствия, которым вызываются указанные сопротивления.

Потери напора в местных сопротивлениях охладителя обусловлены сужением при входе в ребристую решетку охладителя и расширением потока при выходе из нее. В теплоотводах типа оребренной пластины дополнительно учитываются потери давления, обусловленные разветвлением потока.

Параметр режима течения воздуха в охладителе	Режим течения	
	ламинарный	турбулентный
Закон сопротивления	$\lambda = 64/\text{Re}$	$\lambda = A \text{Re}^{-m}$
Диапазон чисел Re	$\text{Re} < 2300$	1) $2300 < \text{Re} < 10^5$; $A = 0,316$; $m = 0,25$; 2) $10^5 < \text{Re} < 8 \cdot 10^7$; $A = 0,105$; $m = 0,16$
Закон скоростей	$\frac{W}{W_m} = 1 - \left(\frac{r}{r_1}\right)^2$	$\frac{W}{W_m} = \left(1 - \frac{r}{r_1}\right)^{1/n}$, $n = 7 \div 10$
Отношение максимальной скорости к средней	2	1,17–1,22

Коэффициент местного сопротивления $\xi_{\text{м.с}}$ определяют, как правило, экспериментально.

Потери напора при входе в ребристую решетку охладителя определяют как потери напора при входе в единичный межреберный канал.

При входе в прямую трубу поток обтекает кромку входного отверстия, но при недостаточно округленной форме входного отверстия поток по инерции отрывается вблизи входа от внутренней поверхности. Этот отрыв потока и вызванное им вихреобразование являются основными источниками потерь давления при входе. Отрыв потока от стенок трубы влечет за собой уменьшение поперечного сечения (сжатие) струи. При входе потока в прямую трубу постоянного поперечного сечения коэффициент $\xi_{\text{м.с}}$ определяется двумя параметрами: относительной толщиной стенки входной кромки трубы и относительным расстоянием от обреза трубы, в которую она заделана.

Единичный межреберный канал охладителя можно рассматривать как изолированный канал с утолщенной входной кромкой. Минимальное значение коэффициента сопротивления $\xi_{\text{м.с}}$, которое может быть достигнуто при утолщении входной кромки, равно 0,5.

При входе потока из ребристого охладителя также имеют место потери давления. При увеличении проходного сечения поток не сразу заполняет все сечение, вследствие чего образуются угловые вихревые области, являющиеся источником дополнительных потерь; часть энергии потока расходуется на поддержание движения в этих областях.

При внезапном расширении поперечного сечения трубы возникают так называемые потери на «удар». Коэффициент сопротивления удара в случае равномерного распределения скоростей по сечению трубы перед ее расширением и турбулентного течения ($Re > 3500$) зависит только от отношений площадей узкого и широкого сечений F_0/F_2 или степени расширения $n = F_2/F_0$.

В широком сечении при внезапном расширении образуется струя, отделенная от остальной среды поверхностью раздела, которая распадается и свертывается в мощные вихри. Длина участка, на котором происходит вихреобразование и постепенный переход вихрей в полное растекание потока по сечению, составляет примерно 8—12 ДГ (где ДГ — диаметр гидравлический широкого сечения). Потери на удар при внезапном расширении обуславливаются указанным вихреобразованием на этом участке.

При числе Рейнольдса в пределах $10 < Re < 3500$ (ламинарный и переходный режимы течения) коэффициент сопротивления удара зависит не только от отношения площадей F_0/F_2 , но и от числа Re , а при $Re < 10$ — только от этого числа.

В реальных условиях распределение скоростей в участке перед внезапным расширением, как правило, также не бывает равномерным. Это обстоятельство заметно сказывается на действительных потерях, существенно повышая их.

Применительно к существующим теплоотводам коэффициент сопротивления удара определялся приближенно, так как чрезвычайно трудно определить точное распределение скоростей при выходе потока из межреберных каналов теплоотвода.

И для переходного, и для турбулентного режимов течения коэффициент сопротивления удара определялся по диаграмме. Предполагается, что при выходе потока из ребристой решетки охладителя имеет место распределение скоростей по степенному закону. Степень расширения определяется как отношение площади, через которую течет поток воздуха, к площади всего канала, в котором установлен теплоотвод.

Для теплоотводов охладителей из оребренных профилей учитываются потери напора на разветвление.

В изогнутых трубах и каналах вследствие изменения направления потока появляются центробежные силы, направленные от центра кривизны к внешней стенке трубы. Этим обуславливаются повышение давления у внешней стенки и понижение его у внутренней при переходе потока из прямолинейного участка трубы в изогнутый. Скорость потока получается соответственно меньшей у внешней стенки и большей у внутренней. Таким образом, в этом месте вблизи внешней стенки проявляется диффузорный эффект, а вблизи внутренней стенки — конфузорный.

Диффузорные явления приводят к отрыву потока от обеих стенок, при этом отрыв от внутренней стенки усиливается стремлением потока двигаться по инерции в изогнутом участке по направлению к внешней стенке. Образованная вследствие отрыва от внутренней стенки вихревая зона распространяется далеко вперед и вширь, существенно сокращая сечение основного потока.

Появлением центробежной силы и наличием пограничного слоя у стенок объясняется возникновение в изогнутой трубе вторичного поперечного течения, образование парного вихря, который налагается на главный поток, параллельный оси канала, и придает линиям потока винтообразную форму.

Основная часть потерь давления в изогнутых трубах вызывается вихреобразованием у внутренней стенки. Это вихреобразование определяет в основном и характер распределения скоростей за поворотом.

Коэффициент сопротивления изогнутых труб и структура потока в них изменяются под влиянием как факторов, определяющих степень турбулентного потока (число Рейнольдса, относительная шероховатость стенок, условия входа), так и формы трубы (угол поворота, относительный радиус закругления, относительная вытянутость поперечного сечения, отношение площадей входа и выхода).

При подсчете коэффициента сопротивления для теплоотводов из оребренных профилей трудно составить полную картину течения при разветвлении потока. Поэтому согласно [3.10] коэффициент сопротивления берется приблизительно равным 1.

Суммарные потери в трубопроводе определяют как сумму местных и линейных потерь:

$$\Delta H = \Delta H_{\text{л.т}} + \Delta H_{\text{м.с.}} \quad (7.14)$$

Такое суммирование потерь возможно при выполнении двух условий. Во-первых, расстояния между местными сопротивлениями должны быть достаточно большими (например, не менее 10 калибров), чтобы исключить взаимное их влияние. Во-вторых, местное сопротивление должно определяться с учетом его влияния на линейные потери в соседних участках трубопровода.

В настоящей работе при суммировании потерь давления в межреберных каналах для упрощения расчета влияние местного сопротивления на линейные потери в соседних участках трубопровода не учитывалось.

Потери напора, обусловленные ускорением потока вследствие изменения температуры и объема воздуха в межреберном канале,

$$\Delta H_y = \rho \bar{W}_2^2 - \rho_1 \bar{W}_1^2, \quad (7.15)$$

где $\bar{W}_1$ и $\bar{W}_2$ — средние скорости, м/с; ρ_1 и ρ_2 — плотности воздуха во входном и выходном сечениях потока, кг/м³.

Вследствие незначительного изменения температуры и объема воздуха в межреберных каналах при расчетах эти потери напора иногда не учитываются.

Потери напора, вызванные сопротивлением самотяги,

$$\Delta H_c = \pm g(\rho - \rho_0)h, \quad (7.16)$$

где ρ и ρ_0 — средние плотности охлаждающего воздуха и воздуха окружающей среды, кг/м³; h — расстояние по вертикали между входом и выходом теплоносителя, м.

Знак плюс в формуле берется при движении теплоносителя сверху вниз, знак минус — при движении его снизу вверх. Это означает, что при подаче в охладитель воздуха вниз общее сопротивление движению теплоносителя увеличивается на величину ΔH_c , а при подаче вверх уменьшается на ΔH_c . Для замкнутых систем, где теплоотводы охладителя не сообщаются с окружающей средой, $\Delta H_c = 0$.

Процессы ускорения и самотяги оказывают заметное влияние на уровень сопротивления лишь при ламинарном режиме течения воздуха в межреберных каналах. В большинстве ПУ охладители работают в условиях форсированного принудительного воздушного охлаждения с турбулентным режимом течения воздуха в межреберных каналах. В этих условиях изменение температуры и плотности воздуха в межреберных каналах охладителя весьма незначительно, поэтому влияние процессов ускорения потока и самотяги можно не учитывать.

Таким образом, при неустановившемся течении воздуха аэродинамическое сопротивление охладителя имеет сложную природу, обусловленную одновременным протеканием нескольких физических процессов в межреберных каналах. С ростом скорости движения воздуха преобладающее влияние на сопротивление начинают оказывать процессы гидродинамического трения и преодоления местных сопротивлений, связанные с уровнем кинетической энергии потока.

В качестве примера проведен расчет аэродинамического сопротивления оребренных профилей теплоотводов БК154, БК155, ПС885-873, ПС885-874, ПС885-875, охладителей СПП воздушных систем охлаждения, выпускаемых по ТУ 16.729.377-82.

Расчет аэродинамического сопротивления проводится по следующей схеме.

Условия окружающей среды: $T = 20^\circ \text{C}$; $\rho = 1,25 \text{ кг/м}^3$; $\nu = 0,15 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2/\text{с}$; $W_{\text{вх}} = 6 \text{ ч/с}$; $d_3 = 4f/\Pi$, где f — плотность поперечного сечения межреберного канала; Π — смоченный жидкостью периметр; d_3 — эквивалентный диаметр.

Имеем

$$\text{Re}_{\text{вх}} = W_{\text{ср}} d_3 / \nu.$$

Для $2300 < \text{Re} < 10^5$ $\lambda = A \text{Re}^{-m}$ $A = 0,316$ $m = 0,25$;

$$W/W_m = \left(1 - \frac{r}{r_1}\right)^{1/n}; \quad n = 8; \quad W_{\text{max}}/W_{\text{ср}} = 1,2; \quad W_{\text{ср}} = W_{\text{max}}/1,2$$

определяем

$$\Delta H_{\text{л}} = \frac{\lambda}{d_3} \rho \frac{W_{\text{ср}}^2}{2} l_{\text{к}},$$

где $l_{\text{к}}$ — длина межреберного канала.

Далее имеем

$$\Delta H_{\text{тр}} = \Delta H_{\text{л}} + \sum \xi_{\text{м}} \rho \frac{W_{1\text{ср}}^2}{2};$$

$$\xi_{\text{м. вх}} = 0,5;$$

$$\Delta H_{\text{вх}} = 0,5 \rho \frac{W_{\text{ср}}^2}{2}; \quad \xi_{\text{м. вых}} = f\left(\frac{F_0}{F_2}\right);$$

$$\Delta H_{\Sigma} = \Delta H_{\text{л}} + \sum \Delta H_{\text{м}}.$$

Для теплоотводов охладителей ПС885-844 и ПС885-875

$$\xi_{\text{м. отв}} = 1; \quad \Delta H_{\text{м. отв}} = \xi_{\text{м. отв}} \rho \frac{W_{\text{ср}}^2}{2}.$$

Результаты расчета аэродинамического сопротивления теплоотводов охладителей и сравнение с экспериментальными данными приведены в табл. 7.9.

7.4. ЖИДКОСТНОЕ ОХЛАЖДЕНИЕ СПП

Наряду с воздушным охлаждением широкое применение в полупроводниковых преобразовательных агрегатах нашли системы жидкостного охлаждения. Теплоемкость жидких теплоносителей гораздо выше, чем газообразных, поэтому системы жидкостного охлаждения более эффективны, чем системы воздушного охлаждения. Однако создание таких систем, как правило, более сложных и менее надежных, требует решения ряда конструктивных проблем. Исследование ряда жидких теплоносителей (вода, трансформаторное масло, этиловый спирт, глицерин, различные сложные композиции) [7.11] показало, что тепловая мощность, переносимая перечисленными теплоносителями, максимальна у воды. Поэтому именно вода получила самое широкое распространение в качестве теплоносителя.

Таблица 7.9. Значения аэродинамических сопротивлений теплоотводов охлади

Тип профиля теплоотвода охладителя	Re	$d_{\text{экв}}$, мм	λ	ΔH_d , Па
БК154	3070	9,2	0,0425	5,8
БК155	3400	10,2	0,0414	5,1
ПС885-873	4520	11,3	0,0385	8
ПС885-874	4520	11,3	0,0885	8
ПС885-875	4000	11	0,0388	8,3

Основными достоинствами воды как теплоносителя являются ее высокая теплоемкость, невоспламеняемость, незначительная вязкость, что позволяет создать достаточно эффективную систему охлаждения.

Однако некоторые недостатки воды как теплоносителя сужают область ее применения. К ним относятся:

1) низкое удельное электрическое сопротивление технической воды, приводящее при охлаждении систем, элементы которых находятся под разностью потенциалов свыше 100 В, к появлению значительных токов утечки, а также электролитической коррозии, ведущей к разрушению поверхности канала;

2) случайная эрозия при повышенных скоростях протекающей в канале жидкости и значительной продолжительности протекания, суть которой заключается в переносе потоком частиц металла, срывааемых с поверхности охлаждаемой детали. При скорости воды выше 4 м/с и температуре воды выше 80° С эффект струйной эрозии сказывается существенно особенно там, где резко меняется сечение тракта или направление течения воды;

3) насыщенность технической воды различными примесями, особенно оксидами кальция и магния, приводящая к оседанию на стенках канала накипи, снижающей эффективность теплоотвода.

Вместе с тем существует ряд профилактических мер, позволяющих ограничить влияние указанных факторов на системы водяного охлаждения.

Водяное охлаждение применяют:

1) в случае, когда на объектах уже предусмотрено водяное охлаждение систем, являющихся нагрузкой для этих агрегатов, например водяное охлаждение дуговых вакуумных печей;

2) в условиях, где воздушное охлаждение противопоказано в связи с загрязнением атмосферы токопроводящей пылью и взрывоопасными газами;

3) при необходимости создания в небольших объемах эффективной системы охлаждения с высокой удельной тепловой мощностью.

$\Delta H_{\text{вх}}, \text{ Па}$	$\Delta H_{\text{вых}}, \text{ Па}$	$\Delta H_{\text{огн}}, \text{ Па}$	$\Delta H_{\Sigma} \text{ (эксп.)}$	$\Delta H_{\Sigma} \text{ (теор.)}, \text{ Па}$
7,8	5	—	19	18,6
7,8	3	—	15	15,9
7,8	4,4			20,2
	3,1		20	18,9
7,8	—	15,6	35	31,4
7,8	—	15,6	30	31,7

Промышленностью освоен выпуск унифицированной серии охладителей, предназначенных для индивидуального водяного охлаждения СПП штыревого и таблеточного исполнений.

Теплоотводы охладителей СПП таблеточного исполнения могут применяться в групповых охладителях.

Охладители для СПП таблеточного исполнения включают теплоотводы неразъемно-соединенные с токоотводами и штуцерами, а также изоляционные элементы и прижимное устройство.

Условное обозначение охладителей или теплоотводов показано на рис. 7.24. Значения установившихся тепловых сопротивлений даны в табл. 7.10.

Перепад давления потока охлаждающей воды при указанных расходах приведен в табл. 7.11.

Неплоскостность, шероховатость контактных поверхностей и неперпендикулярность оси резьбового отверстия к контактной поверхности должны быть не более указанных в табл. 7.12.

Резьба охладителей для СПП штыревого исполнения должна выдерживать закручивающий момент, приведенный в табл. 7.13.

Теплоотводы для СПП таблеточного исполнения должны выдерживать осевые усилия сжатия, приведенные в табл. 7.14.

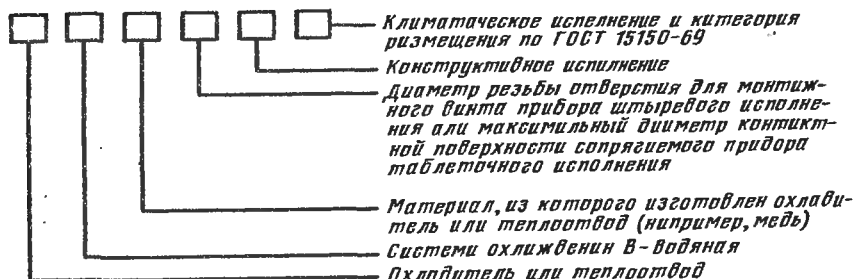


Рис. 7.24. Структура условного обозначения охладителей (теплоотводов) для СПП

Таблица 7.10. Значения установившихся тепловых сопротивлений в зависимости от типов охладителя и теплоотвода

Тип охладителя и теплоотвода	Установившееся тепловое сопротивление контактная поверхность охладителя, теплоотвода—охлаждаемая вода в режиме работы с одним прибором при указанных расходах воды, °С/Вт, не более	
	0,18 м³/ч	0,36 м³/ч
ОВМ-16-001, ОВМ-16-002	0,080	—
ОВМ-20-001, ОВМ-20-002, ОВМ-24-001, ОВМ-24-002	0,065	—
ТВМ-38-001, ТВМ-38-002, ТВМ-49-001, ТВМ-49-002, ТВМ-49-003, ТВМ-49-004	—	0,035

Таблица 7.11. Перепад давления потока охлаждающей воды в зависимости от типов охладителей и теплоотводов

Тип охладителя и теплоотвода	Перепад давления потока охлаждающей воды при указанных расходах, кПа, не более	
	0,18 м³/ч	0,36 м³/ч
ОВМ-16-001, ОВМ-16-002, ОВМ-20-001, ОВМ-20-002, ОВМ-24-001, ОВМ-24-002	6	—
ТВМ-38-001, ТВМ-38-002, ТВМ-49-001, ТВМ-49-002, ТВМ-49-003, ТВМ-49-004	—	8

Габаритные, установочные, присоединительные размеры и масса некоторых типовых охладителей и теплоотводов даны на рис. 7.25.

Эти охладители и теплоотводы выдерживают многократные сборки и разборки, устойчивы к воздействию внешних механических факторов по группе М27 ГОСТ 17516-72. Теплоотводы рассчитаны на рабочее давление воды до 0,6 МПа и могут

Таблица 7.12. Основные требования по механической обработке контактных поверхностей охладителей

Назначение охладителей, теплоотводов	Неплоскостность, мм, не более	Шероховатость, мкм, не более	Неперпендикулярность оси резьбового отверстия контактной поверхности, мм, не более
Для приборов штыревого исполнения с монтажным винтом	0,025	3,2	0,025
Для приборов табличного исполнения с диаметром контактной поверхности до 38 мм	0,025	3,2	—
Для приборов табличного исполнения с диаметром контактной поверхности 49 и 100 мм	0,01	1,6	—

Таблица 7.13. Усилия сжатия СПП штыревого исполнения с охладителями

Тип охладителя	Размер основания СПП «под ключ», мм	Закручивающий момент, Нм
ОВМ-16-001, ОВМ-16-002	32	30 ± 6
ОВМ-20-001, ОВМ-20-002		50 ± 5
ОВМ-24-001, ОВМ-24-002	41	60 ± 5

работать при температурах $+50 \div -60^\circ \text{C}$. Вода как теплоноситель должна быть химически нейтральна к материалу теплоотвода и не должна содержать механические примеси, засоряющие трубопроводы и канал охлаждения.

Охладители и теплоотводы достаточно надежны в эксплуатации, их средняя наработка на отказ не менее 18 000 ч, а γ -процентный ресурс равен 87 000 ч при $\gamma \leq 95\%$.

Однако многочисленные соединения штуцеров индивидуальных охладителей дюритовыми шлангами, невозможность применения водопроводной воды даже при низких напряжениях, отложения солей на охлаждающих поверхностях ухудшают теплообмен и практически выводят охладитель из строя, усложняют конструкцию и обслуживание

таблица 7.14. Усилия сжатия СПП таблеточного исполнения с охладителем

Тип теплоотвода	Диаметр контактной поверхности СПП, мм	Осевое усилие сжатия, Н
ТВМ-38-001	32	$10\,000 \pm 1000$
	38	$15\,000 \pm 1500$
ТВМ-38-002	32	$10\,000 \pm 1000$
	38	$15\,000 \pm 1500$
ТВМ-49-001	32	$10\,000 \pm 1000$
	38	$15\,000 \pm 1500$
	49	$22\,000 \pm 2000$
	49	$26\,000 \pm 2000$
ТВМ-49-002	32	$10\,000 \pm 1000$
	38	$15\,000 \pm 1500$
	49	$22\,000 \pm 2000$
	49	$26\,000 \pm 2000$
ТВМ-49-003	49	$22\,000 \pm 2000$
	49	$26\,000 \pm 2000$
ТВМ-49-004	49	$22\,000 \pm 2000$
	49	$26\,000 \pm 2000$

охладителей в эксплуатации, снижают их надежность. Поэтому при изготовлении мощных полупроводниковых агрегатов с водяным охлаждением в основном применяются групповые охладители.

Выбор электроизоляционных материалов для охладителей СПП. Использование в качестве хладагента воды с низким электрическим сопротивлением вызывает необходимость обеспечения электрической изоляции СПП от охлаждающей среды. Наиболее приемлемым решением при этом является размещение между корпусом охладителя и токопроводящей шиной электроизоляционного слоя.

Кроме минимального теплового сопротивления электроизоляционный слой должен удовлетворять следующим требованиям:

1) обладать высокой электрической прочностью в воздухе при нормальных и повышенных (до 125°C) температурах как при высоких постоянных напряжениях, так и при переменных с большой длительностью импульса;

2) иметь высокое удельное электрическое сопротивление;

3) иметь минимальные диэлектрические потери;

4) обладать высокой механической прочностью при температуре до $100\text{—}125^\circ\text{C}$;

- 5) выдерживать многократные изменения температуры;
- 6) обеспечивать возможность плотного соединения с металлом с использованием высокопроизводительных технологических приемов.

Охладители в зависимости от назначения преобразователя могут работать в различных климатических условиях и могут быть подвержены различным механическим нагрузкам. Электроизоляционный слой при этом должен сохранять заданные электрические и термомеханические параметры.

В большей степени удовлетворяют перечисленным выше требованиям прокладки в виде керамических дисков, прокладки из полимерных пленок и полимерные покрытия. Их свойства довольно широко приведены в технической литературе.

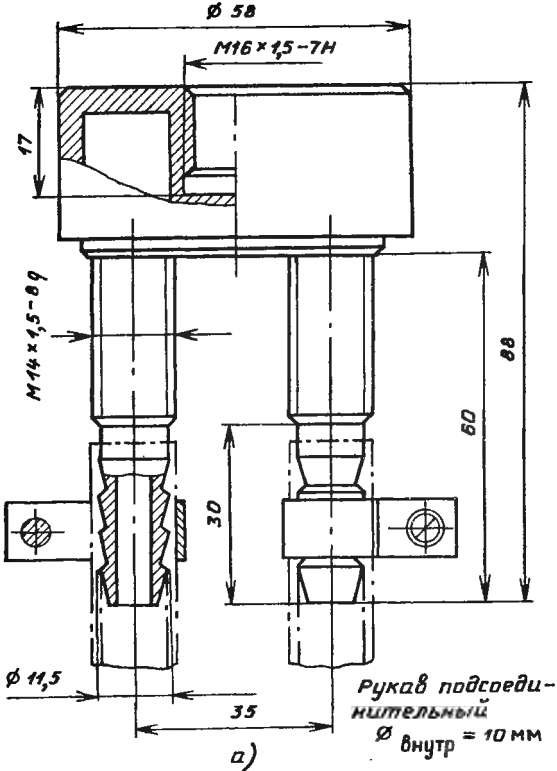
Электрическая прочность большинства полимерных покрытий и прокладок из полимерных пленок при нормальных условиях имеет значения 10—60 кВ/мм. Электрическая прочность керамических материалов составляет 60—80 кВ/мм, а для нитрида бора 235 кВ/мм. Следует отметить, что после выдержки в воде электрическая прочность полимеров на 20—40% уменьшается. Кроме того, электрическая прочность эпоксидных композиций уменьшается с ростом температуры. Так, при увеличении температуры с 20 до 150° С электрическая прочность эпоксидного компаунда ЭП-49Д при толщине 0,5 мм уменьшается почти в 2 раза. Электрическая прочность керамических материалов в меньшей степени зависит от воздействия влаги и температуры.

Для большинства рассматриваемых материалов значение, характеризующее их диэлектрические свойства, составляет $4 \cdot 10^{-3}$ — $2 \cdot 10^{-2}$.

Удельное электрическое сопротивление данных материалов при нормальных условиях колеблется от 10^{11} Ом·см (ВеО) до 10^{18} Ом·см (фторопласт-4).

Механические свойства электроизоляционных материалов определяются в основном пределами прочности при сжатии, растяжении, статическом изгибе. Предел прочности при растяжении керамических материалов и эпоксидных смол составляет 8—15,5 кг/мм², фторопласта 1—1,5 кг/мм². Предел прочности при сжатии керамики 22ХС составляет 100—110 кг/мм², а фторопласта—всего лишь 2 кг/мм². Прочность керамических материалов при статическом изгибе также довольно высокая—предел прочности керамики 22ХС 40 кг/мм², ВеО 15—20 кг/мм², предел прочности при статическом изгибе фторопласта-4 составляет 1,1—1,4 кг/мм². Необходимо учитывать также данные по пределу прочности при ударном изгибе для керамики, который имеет значения для рассматриваемых типов керамики 0,3—0,75 кг/мм².

В период эксплуатации охлаждателей вредное влияние на электрическую изоляцию оказывает влажность окружающей





a—OBM-16-001; *б*—TBM-80-001, TBM-80-002

среды. Степень влияния зависит от гигроскопичности последней. Одним из путей предохранения электрической изоляции от воздействия на нее влаги является покрытие ее различными эмалями. Находят применение эмали МЛ-12, ЭП-716, ПФ-115, КО-811, КО-87, ЭП-74Т, глазурь БВ-54. Выбор защитных покрытий должен комплексно учитывать возможное изменение и других свойств изоляции, например диэлектрических потерь и электросопротивления. Из приведенных эмалей лишь ЭП-716 и ЭП-74Т вызывают 2—3-кратное увеличение диэлектрических потерь. В то же время все виды покрытий на 20—40% увеличивают поверхностное сопротивление и напряжение пробоя по поверхности керамики, при этом сохраняются или даже повышаются прочностные характеристики изоляции.

Одной из основных характеристик электроизоляционного слоя является тепловое сопротивление, которое пропорционально отношению δ/λ . Ниже приведены значения коэффициента теплопроводности λ некоторых электроизоляционных материалов.

Материал	λ , Вт/(м·К)
Фторопласт-4	0,24—0,26
BN	20
22ХС	20
BeO	205
Mo	34
Алмаз синтетический	550—600
Алмаз естественный	1200—1900
Композиции на основе эпоксидной смолы	0,5—1,2

Характерно, что одинаковое тепловое сопротивление имеет диск толщиной 3 мм из керамики 22ХС и слой ЭП-91 с наполнителем BN толщиной 0,15 мм. Чтобы получить одинаковое тепловое сопротивление диска из керамики BeO толщиной 3 мм и слоя ЭП-91 с наполнителем, нужно толщину последнего довести до 0,015 мм. Очевидно, при этом электрические свойства этого слоя могут оказаться недостаточными.

При сборке охладителей с электроизоляционным слоем между токопроводящей шиной и корпусом необходимо использовать технологические приемы, обеспечивающие минимальное контактное тепловое сопротивление «электроизоляционный слой—металл».

При использовании полимерных покрытий это требование обеспечивается хорошей адгезией большинства рассмотренных полимерных материалов с металлами. Использование электроизоляционных прокладок (из полистирола, слюды и др.) даже незначительной толщины приводит к существенному росту контактного теплового сопротивления. Так, прокладка из полистирола толщиной 0,025 мм увеличивает контактное тепловое сопротивление в 3 раза, а прокладка из слюды

толщиной 0,075 мм — в 4 раза. В этом случае уменьшение теплового сопротивления воздушных зазоров обеспечивается введением в зону контакта различных пастообразных диэлектриков, например ПМС-200, КПТ-8 и др.

Одним из прогрессивных методов соединения керамики с металлами является пайка. Для пайки керамика предварительно металлизирована. На керамику 22ХС, которая находит широкое применение в промышленности, как правило, наносят покрытие из сплава Мо—Мп, при этом между покрытием и керамикой образуется прочная связь, обусловленная миграцией стеклофазы керамики в металлизированный слой и заполнением пор между зернами молибдена стеклом. Это покрытие имеет толщину 0,025—0,038 мм. Для металлизации керамики BeO в Японии предложена паста, состоящая из Мо или Мо—Мп и 3—4% (по массе) порошка, содержащего более 70% Ве, и обеспечивающая после термообработки получение герметичных и высокопрочных спаев с металлом.

Смачиваемость металлизированной поверхности керамики припоями обычно обеспечивают нанесением второго покрытия. Для большинства используемых мягких припоев металлизированная поверхность керамики покрывается никелем или медью.

Для обеспечения необходимой прочности соединения электроизоляционного слоя с токопроводящей шиной и корпусом охладителя при возможных изменениях температуры важен правильный подбор материалов по значениям коэффициента термического расширения (КТР). В случае различия КТР материалов контакта при их жестком соединении в зоне контакта в условиях изменяющихся температур возникают внутренние напряжения, которые могут привести к разрушению электроизоляционного слоя, ухудшению его электроизоляционных свойств, нарушению контакта и обусловленному этим увеличению теплового сопротивления.

Данные по КТР некоторых материалов, которые могут быть использованы в охладителях СПП, приведены ниже.

Материал

КТР, $10^{-6} \cdot 1/^\circ\text{C}$

Никель	13,3
Олово	23
Медь	16,8
Керамика 22ХС	6,1
Мо	4,9
Мо—Мп	6,8
Алмаз	4,5
Керамика BeO	8,6
Керамика MgO	9,1
Сплав для спаяк ЦНТ-4	5,9
МД15	6,5
Композиции на основе эпоксидных смол	30—80

Уменьшение напряжений, возникающих в спае медь—керамика, достигается использованием мягких припоев с низкой температурой пайки, созданием переходных слоев, а также выполнением токопроводящей шины и теплопередающей стенки охладителя с компенсаторами температурных расширений.

В качестве изоляционного материала между СПП и охладителем иногда применяют эпоксидные смолы с различными наполнителями. Однако их невысокая теплопроводность, а также возможность возникновения электрического пробоя при уменьшении толщины электроизоляционного слоя обуславливают его значительное тепловое сопротивление. Так, разработанный групповой охладитель для тиристоров ТЛ-200 с электроизоляционным слоем из эпоксидного компаунда ЭП-49А имеет тепловое сопротивление между корпусом СПП и водой $0,2—0,3^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$.

Известно также много попыток использования в охладителях СПП различных полимерных прокладок, при этом даже незначительная толщина прокладок приводит к существенному увеличению теплового сопротивления охладителей. Применение в качестве электроизолирующей прокладки лавсановой пленки ПЭТФ-1 толщиной 0,1 мм при теплопроводящей площади 62 см² и охлаждении водой позволило получить тепловое сопротивление охладителя $0,264^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Тиристор с системой охлаждения может быть нагружен лишь 60% его номинального значения. Пленка ПЭТФ-1 — недугостойкая. Использование миканитовых прокладок еще более увеличивает сопротивление охладителя.

Слюда (флагопит, мусковит) находит применение как электроизоляционный материал в охлаждающих устройствах СПП небольшой мощности. Недостатки ее — хрупкость и некоторая неравномерность толщины, приводящая к увеличению контактного теплового сопротивления. Более предпочтительны анодированные алюминиевые шайбы, но анодированное покрытие может быть легко повреждено заусенцами, что приводит к ухудшению электроизоляционных характеристик охладителя.

Для уменьшения теплового сопротивления контакта «изоляционная прокладка — металл» рекомендуется использовать различные теплопроводные пасты, смазки. При использовании пасты КПТ-8 контактное тепловое сопротивление уменьшается в 2—3 раза и становится независимым от степени чистоты поверхности. Рекомендуется применять пасту КПТ-8 при неплоскостности контактных поверхностей хуже 1—50 и относительно небольших давлениях (меньше 20—30 кг/см²).

Электроизоляционная прокладка может быть выполнена состоящей из двух слоев электроизоляционного материала

с мелкими беспорядочно расположенными отверстиями для пропускания силиконовой смазки, находящейся между слоями изоляционного материала. При закреплении прибора на охлажда теле прокладка сжимается и из отверстий изолирующих слоев выдавливается силиконовая смазка, заполняющая микронеровности контактных поверхностей.

Предлагается также изготавливать прокладки из упругого материала — силиконовой резины, эпоксидной смолы и других — с включениями в виде небольших керамических дисков или столбиков, расположенных по концентрическим окружностям. Торцы столбиков лежат в плоскостях прокладки или немного выступают над ними.

Эффективным решением является установка СПП на кольцевую прокладку из фторопласта толщиной 0,08—0,1 и шириной 1,5—2 мм. Зазор заполняется пастой КПТ-8.

С увеличением единичных мощностей разрабатываемых приборов и необходимостью уменьшения теплового сопротивления электроизоляционного слоя перспективным является использование в качестве электрической изоляции керамических материалов, имеющих высокую теплопроводность.

В охладителях СПП из керамики 22ХС для СПП табличного исполнения токоотвод изолирован от охлаждающей воды керамической пластиной толщиной 1,5 мм. Корпуса охладителей изготовлены из керамики. При расходе воды 5 л/мин тепловое сопротивление одной стороны охладителя составляет 0,1° С/Вт.

Для снижения контактного теплового сопротивления между пластинами из ВеО и корпусом (шиной) в контактное пространство рекомендуется вводить теплопроводные пасты или осуществлять соединение керамики с элементами охладителя посредством пайки. Для пайки керамики ВеО с металлом используются медно-серебряные припой.

Появление электроизоляционного слоя и дополнительных контактных тепловых сопротивлений между ним, корпусом и шиной существенно усложняет процесс переноса тепла в охладителях.

Для изучения теплопереноса через электроизоляционный слой, а также возможностей и эффективности использования керамических материалов в охладителях СПП был проведен цикл исследований. Между токопроводящей шиной и корпусом модели охладителя помещался электроизоляционный слой из различных материалов — керамики 22ХС, ВеО, полиамидной пленки, композиций на основе эпоксидной смолы и др. Медные контактирующие поверхности шины и корпуса были выполнены по восьмому классу, керамические диски, не металлизированные по контактным плоскостям, — по девятому классу. Неплоскостность контактирующих поверхностей не превышала 0,015

Таблица 7.15. Тепловые характеристики электроизоляционных материалов при различных контактных соединениях

Материал электроизоля- ционного слоя	D , мм	δ , мм	$R_{из}$, °C·см ² /Вт	$R_{кон}$, °C·см ² /Вт	Контакт «электроизо- ляция — элемен- ты охладителя»
Керамика 22ХС	50	3	1,4—2,5	0,1—0,55	Пайка ПОС-61
	50	3	3,2	0,9	Приборное масло
	50	1	2,3	0,9	То же
	50	1,2	2,8	1,2	На сухую
	70	3	4,1	1,35	То же
	70	3	2,8	0,7	Паста КПТ
Керамика BeO	50	1,5	0,26—0,73	0,08—0,31	Пайка ПОС-61
Керамика BeO	70	1,5	1,5—2,1	0,7—1	Приборное масло
Изоляция на основе ЭП-49	70	0,3—0,4	4—6	—	То же
Полиамидная пленка	70	0,04	4,5—5	—	Склейка фто- ропластовая
Керамика 22ХС	50	3	4,01	1,3	Клей эластосил 137-18
Керамика 22ХС	50	3	5,62	2,11	Клей К-300
Керамика 22ХС	50	3	2,9—3,5	0,75—1	Клей на основе СК-25

(керамика) и 0,06 мм (медь). Усилие прижима СПП к токопроводящей шине составляло 5000 Н. Толщина шины обеспечивала выравнивание теплового потока по радиусу электроизоляционного слоя. В целях уменьшения контактного теплового сопротивления в контактное пространство вводились теплопроводная паста КПТ-8 или приборное масло.

Тепловые сопротивления электроизоляционного слоя $R_{из}$ для наиболее часто применяемых материалов даны в табл. 7.15. Там же приведены данные по контактному тепловому сопротивлению $R_{кон}$ и указано, каким образом обеспечивается контакт между электроизоляционным слоем и прилегающими к нему шиной и корпусом.

При наличии осевых нагрузок, которые неизбежны в процессе сборки СПП с охладителем, и при воздействии ударных нагрузок возможно разрушение, растрескивание керамики, что приводит в условиях повышенной влажности к снижению электрического сопротивления изоляции. Выполнение конструкции охладителя более жесткой позволяет устранить указанный недостаток. Испытываемые образцы с керамической электроизоляцией, припаянной к шине и корпусу припоем ПОС-61, а также приклеенной с помощью клея на основе смолы СК-25, выдерживают осевые усилия сжатия до 20 000 Н, вибрационные нагрузки по ГОСТ 16962-71 третьей степени жесткости и воздействие одиночных ударов с ускорением 60g длительностью 20 мс.

Как показал анализ отечественной и зарубежной специальной литературы, из всех известных видов охладжений СПП наиболее эффективным является испарительное охлаждение погружного типа, где в качестве теплоотдающей поверхности (поверхностей кипения) в СПП штыревого исполнения используют такие элементы СПП, как резьбовая шпилька, основание прибора, а в СПП таблеточного исполнения — специальные теплоотводы — испарители.

Основным преимуществом испарительного погружного охлаждения являются высокие значения теплофизических параметров, например коэффициент теплопроводности на участке «испаритель — конденсатор» 10^4 — 12^4 Вт/(м·°С), который на три порядка выше теплопроводности меди.

Коэффициент теплоотдачи при кипении диэлектрика (воды) составляет $58 \cdot 10^3$ Вт·°С, что позволяет реализовать высокие плотности теплового потока (120 — 150 Вт/см²) при температурных напорах 20 — 25° С. Для сравнения можно отметить, что коэффициент теплоотдачи для принудительного воздушного охлаждения составляют 60 — 80 Вт/(м²·°С), для водяного охлаждения 600 — 1000 Вт/(м²·°С).

Особенностью испарительного погружного охлаждения СПП по сравнению с другими видами охлаждения является то, что СПП полностью погружен в жидкую диэлектрическую среду, используемую в качестве промежуточного теплоносителя. Поэтому к жидким диэлектрикам помимо традиционных требований, предъявляемых к промежуточным теплоносителям в других системах охлаждения, таких, как высокие теплофизические и термодинамические параметры, нетоксичность, взрывобезопасность, негорючесть и др., предъявляются дополнительные требования, характерные только для систем испарительного охлаждения погружного типа: высокие электрические сопротивления и прочность, инертность, совместимость с материалами прибора, испарителя-охлаждителя, системы крепления и токосъема. Выбор жидкого диэлектрика для использования в качестве промежуточного теплоносителя в испарительных системах погружного типа для охлаждения СПП является одним из важных этапов создания систем охлаждения СПП и ПУ на их основе [7.11].

Жидкие диэлектрики, применяемые в этих системах в качестве промежуточного теплоносителя, должны обладать следующими параметрами и свойствами.

Температура насыщения T_s . Одним из основных критериев при выборе жидкого диэлектрика для испарительного охлаждения СПП является температура насыщения, так как она играет важную роль в оптимизации режимов кипения и конденсации

теплоносителя. Для эффективной работы испарительной системы охлаждения необходимо выполнение следующего условия:

$$[T_c - (20 \div 30)^\circ \text{C}] \lesssim T_s \lesssim [T_{cf} + (20 \div 30)^\circ \text{C}],$$

где T_c — предельно допустимая температура корпуса полупроводникового прибора, $^\circ\text{C}$; T_{cf} — температура вторичного охлаждающего агента согласно условиям эксплуатации прибора, $^\circ\text{C}$.

Предельно допустимая температура основания корпуса СПП согласно техническим условиям составляет 85°C для тиристоров, 160°C для серийно выпускаемых диодов. Температура вторичного охлаждающего агента — воздуха или воды — определяется условиями эксплуатации и обычно задается: для воздуха — $40 \div 50^\circ\text{C}$, для воды — $12 \div 30^\circ\text{C}$. Исходя из этого значения температуры насыщения промежуточного теплоносителя могут лежать в пределах $40\text{—}100^\circ\text{C}$ и выбираться индивидуально для каждого прибора и вида вторичного охлаждения.

Теплота парообразования. Для достижения наибольшего теплоотдаче при кипении промежуточного теплоносителя на теплоотдающих поверхностях СПП и охладителя-испарителя необходимо выбирать жидкий диэлектрик с максимальной теплотой фазового перехода парообразования, так как этот параметр определяет количество тепла, снимаемого с твердой поверхности, при закипании жидкости на ней.

Теплопроводность. Использование диэлектрической жидкости с высоким коэффициентом теплопроводности позволяет не только улучшить теплообмен в испарительной части системы охлаждения за счет увеличения коэффициентов теплоотдачи в области развитого кипения и в области конвективно-теплопроводной теплоотдачи, но и интенсифицировать процесс конденсации путем повышения теплопередачи через пленку конденсата теплопроводностью, особенно при утолщенной пленке.

Критические плотности теплового потока и коэффициенты теплоотдачи. Известно, что при кипении жидкости на твердой поверхности критические плотности подводимого теплового потока и соответствующие максимальные коэффициенты теплопередачи во многом зависят от типа жидкости, причем для различных диэлектрических жидкостей они изменяются в довольно широком диапазоне. Естественно, что для повышения эффективности системы испарительного охлаждения СПП желательно использовать промежуточные теплоносители с максимальными критическими параметрами.

Поверхностное натяжение. Жидкости с низкими коэффициентами поверхностного натяжения предпочтительнее, так как чем ниже коэффициент поверхностного натяжения жидкости,

тем выше ее способность к смачиваемости твердой поверхности, что в свою очередь положительно влияет на пузыреобразование при кипении теплоотдающей поверхности и улучшает теплоотдачу.

Вязкость. Степень вязкости кипящей жидкости особенно сильно сказывается в процессе конденсации на стекание конденсата с поверхности конденсирования в общий объем, на толщину пленки конденсата. Чем ниже вязкость промежуточного теплоносителя, тем интенсивнее он конденсируется на вторичном теплообменнике.

Электрические сопротивления и прочность. Эти параметры диэлектрической жидкости являются в большинстве случаев определяющими при выборе жидкости в качестве промежуточного теплоносителя в испарительных системах охлаждения погружного типа СПП. СПП, у которых допустимое обратное напряжение достигает 4—5 кВ, а расстояние между анодом и катодом по прямой линии не более 10—15 мм, могут работать при погружении в жидкость с очень высоким объемным электрическим сопротивлением. Во всяком случае, сопротивление жидкости не должно быть меньше сопротивлений твердых диэлектрических материалов, применяемых в конструкциях СПП и ПУ в качестве изоляторов.

Электрическое сопротивление и неразрывно связанная с ним электрическая прочность жидких диэлектриков в значительной степени зависят от сроков и условий эксплуатации жидкостей. Определяющее влияние оказывают наличие различных примесей, рабочая температура жидкости и СПП, наличие доступа влаги и воздуха, химический состав и качество материалов, находящихся в непосредственном контакте с теплоносителем. Допускается использование только тех жидкостей, которые изменяют незначительно первоначальные электрические параметры под влиянием указанных факторов в процессе длительной эксплуатации.

Негорючесть, пожаробезопасность. Так как жидкий диэлектрик в процессе работы находится в непосредственном контакте с токоведущими элементами СПП и ПУ, которые могут быть локально нагреты до высоких температур, а также возможно образование электрических искр в режимах коммутации, он должен обладать температурой вспышки, значительно превышающей все возможные эксплуатационные температуры; пары данной диэлектрической жидкости не должны образовывать в контакте с воздухом, водяным паром, газами, которые могут выделить другие материалы, взрывоопасных примесей.

Токсичность. Диэлектрические жидкости, обладающие самими высокими теплофизическими и электротехническими параметрами, не могут быть использованы в системах испарительного охлаждения, если они хотя бы в незначительной

мере оказывают вредное влияние на жизнедеятельность обслуживающего персонала. Токсичность определяется составом жидкости или ее паров, условиями эксплуатации охлаждаемых СПП и ПУ, а также принятыми конструктивными решениями при создании ПУ.

Совместимость с другими материалами. Как известно, при испарительном погружном охлаждении все материалы СПП, крепления, токосъемов, а также всевозможные прокладки, уплотнения, материалы самой емкости и теплообменника находятся в контакте со средой кипящего теплоносителя. Жидкость или ее пары не должны вызывать изменения электрических, механических и других свойств этих материалов; в свою очередь, материалы не должны оказывать влияние на свойства жидкости.

Экономичность. Для того чтобы системы погружного типа (СПТ) были экономически целесообразными, промежуточный теплоноситель должен иметь низкую стоимость и являться легкопроизводимым материалом. Кроме того, необходимо, чтобы он имел большой срок службы, так как частая смена отработанного теплоносителя приведет к подорожанию всей системы.

Наиболее пригодными по совокупности тепло- и электрофизических параметров жидкости и для использования в качестве промежуточных теплоносителей в испарительных СПТ являются дистиллированная вода и фреон-113 или его заменитель, являющийся экологически чистым МД-3Ф.

Тепло- и электрофизические параметры этих жидкостей широко известны из справочной литературы.

Дистиллированная вода является распространенным жидким теплоносителем в различных системах охлаждения. Она имеет наилучшие теплофизические данные, низкую стоимость, практически абсолютно нетоксична, имеет меньшую массу по сравнению с другими диэлектрическими жидкостями. Дистиллированную воду легко получить как в лабораторных, так и в заводских условиях. По температуре насыщения при атмосферном давлении вода — идеальный промежуточный теплоноситель для испарительного охлаждения СПП с предельно допустимой температурой корпуса 125—190° С, так как критические плотности теплового потока при кипении воды на твердой поверхности нагрева, максимальные коэффициенты теплоотдачи, а следовательно, и наибольшая эффективность охлаждения достигаются при температурных напорах $\Delta t = 25 \div 35^\circ \text{С}$.

Однако вода имеет два недостатка, сдерживающих ее использование в системах испарительного охлаждения, — высокую температуру замерзания и резкое ухудшение электроизо-

лирующих характеристик при попадании даже незначительного количества посторонних примесей.

Трифтортрихлорэтан — фреон-113 — бесцветная жидкость со слабым запахом; температура кипения при нормальном атмосферном давлении $47,7^{\circ}\text{C}$, температура замерзания $-36,6^{\circ}\text{C}$. Несмотря на то что теплофизические свойства фреона-113 значительно хуже воды, спирта, некоторых других диэлектрических жидкостей, большинство авторов работ, посвященных вопросам испарительного охлаждения СПП, рекомендуют использовать в качестве промежуточного теплоносителя фреон-113 или МД-ЭФ. Это объясняется температурой их насыщения, удовлетворяющей условия работы СПП в части обеспечения предельной температурой корпуса -85°C . Фреон-113 и МД-ЭФ в качестве теплоносителя можно применять при испарительном охлаждении (тиристоров) с температурой насыщения $55-70^{\circ}\text{C}$, создав при этом оптимальные условия для процессов теплоотдачи как при кипении, так и при конденсации; при этом требуется создание незначительного давления в емкости с теплоносителем. Фреон-113 обладает лучшими электроизоляционными свойствами в сравнении с другими теплоносителями. Все эти качества позволяют успешно использовать их в качестве промежуточного теплоносителя в испарительных погружных системах охлаждения СПП.

Данные о совместимости фреона-113 с различными электротехническими материалами малочисленны, отрывочны и носят иногда противоречивый характер. В связи с этим проведен комплекс исследований влияния среды фреона-113, а также фреона-30 и перфтортриэтиламина, жидкой и паровой фаз, на многочисленные электротехнические материалы, используемые в СПП и преобразователях на их основе.

Фреон-113 и МД-3Ф выпускает отечественная промышленность в больших количествах.

Фреон-30 — метиленхлорид — жидкость без цвета, почти без запаха, температура кипения $39,2$ и замерзания $-96,7^{\circ}\text{C}$ соответственно. Фреон-30 обладает более высокими теплофизическими параметрами, чем фреон-113. Взаимодействие с окружающими материалами практически такое же, как и трифтортрихлорэтана. Он малотоксичен, но при температуре 120°C и выше начинает разлагаться, имеет высокие электроизоляционные свойства. Горючесть его очень низкая.

Важным фактором при разработке испарительных систем погружного типа СПП и ПУ на их основе является совместимость электротехнических материалов, используемых в конструкциях СПП и ПУ, с диэлектрическими промежуточными теплоносителями жидкостной, парожидкостной и паровой

фаз. Испытания на коррозионную стойкость таких материалов, как кремний, Ст. 3, сталь 60С2А, молибден, нержавеющая сталь, вольфрам, титан, а также защитные покрытия металлов — оловом, цинком, кадмием, хромом и никелем, показали, что указанные материалы можно отнести к весьма стойким материалам. По отношению к фреону-113 и перфтортриэтиламину они могут эксплуатироваться в контакте с фреоном-113 и МД-3Ф без ограничения.

При изучении коррозии пластических материалов важным является отношение к ним химических реагентов, поведение пластических материалов или защитных покрытий для оборудования. При использовании пластических материалов необходимо учитывать не только их физико-химические свойства, но и стойкость к коррозии для правильного выбора и установления экономической целесообразности применения данного материала.

В результате воздействия среды жидких диэлектриков — фреона-113 и МД-3Ф — на неметаллические материалы наблюдается набухание таких материалов, как кремнийорганическая резина марки ТКР, капрон, стеклолакоткань марки ПСК, поливинилхлоридная пластмасса ТВ-40, резина РТИ, а также стеклотекстолиты, текстолиты, оргстекло, паронит, кремнийорганический самовулканизирующий компаунд КЛТ-30. Незначительное набухание наблюдается у гетинакса, эбонита, пресс-материала АГ-4В, фторопласта и фенопласта.

При длительном воздействии фреона-113 и МД-3Ф происходит снижение массы у стеклотекстолитов, текстолитов, кремнийорганических материалов, капрона, стеклолакоткани, поливинилхлоридной пластмассы, пенопласта. В то же время у паронита, различных резин, органического стекла массы после испытаний несколько увеличивались. Наблюдается сильное растрескивание органического стекла, что указывает на возникновение внутренних механических напряжений при его нахождении в среде кипящих диэлектриков. Происходит отслаивание затвердевших эпоксидного и кремнийорганического компаундов от металлических поверхностей. Керамика всех марок инертна к данным жидким диэлектрикам.

Таким образом, можно отметить, что:

1) стеклотекстолиты, текстолиты, гетинакс, эбонит, керамики, полиамид стеклонаполненный, пресс-материал АГ-4В, фторопласт, несмотря на некоторые изменения их физических свойств, являются стойкими материалами в среде фреона-113 и МД-3Ф и можно использовать их в конструкциях СПП и ПУ на их основе с испарительным погружным охлаждением;

2) органическое стекло, пенопласт, резины, стеклоткань,

кремнийорганические материалы, поливинилхлоридные пластмасса, капрон являются нестойкими материалами в среде фреона-113 и МД-3Ф и использовать их в данных условиях нельзя.

Результаты исследования состояния жидких диэлектриков, таких, как фреон-113 и МД-3Ф, после контакта с электротехническими материалами показали, что эти диэлектрики практически инертны.

Конструкции систем испарительного погружного охлаждения СПП. Отечественные конструкции систем погружного испарительного охлаждения СПП построены по следующему принципу. Силовые полупроводниковые приборы располагают между специальными теплоотводами с развитой теплоотдающей поверхностью. Они же являются токоотводами. Усилие сжатия СПП и теплоотводов осуществляется с помощью прижимных устройств, состоящих из титановых стяжных болтов с гайками и траверс (плоских) из стали 60С-2. В зависимости от диаметра выпрямительного элемента определяются усилия сжатия прибора с теплоотводами. (Удельная сжимающая нагрузка должна лежать в пределах 120—140 кг на 1 см контактной поверхности прибора.)

Силовые полупроводниковые приборы в сборе с охлаждающими размещают в герметичной емкости в среде промежуточного теплоносителя—легкоплавкой диэлектрической жидкости—ниже уровня теплоносителя. Герметичная емкость изготавливается из нержавеющей стали толщиной 1—2 мм. Для конденсации паров кипящего промежуточного теплоносителя предусмотрен конденсатор-теплообменник.

В случае конечного (внешнего) водяного теплообмена теплообменник располагают внутри герметичной емкости, выше уровня теплоносителя; в случае воздушного конечного теплообмена теплообменник располагают вне герметичной емкости и соединяют с ней паропроводом и конденсатором.

Двусторонние теплоотводы в испарительных погружных системах охлаждения СПП могут быть (рис. 7.26) изготовлены из медных дисков, оребренных прямыми кольцевыми ребрами высотой 15—20 мм. Толщина ребер 3—4 мм, межреберное расстояние равно 2—3 мм, число ребер двустороннего теплоотвода составляет 8—16 в зависимости от уровня отводимой мощности тепловых потерь.

В случае водяного конечного теплоотвода можно использовать радиатор для конденсации паров фреона-113 или МД-3Ф, представляющий собой гидравлическую систему оребренных медных трубок, серийно выпускаемых отечественной промышленностью. Внешний диаметр трубки

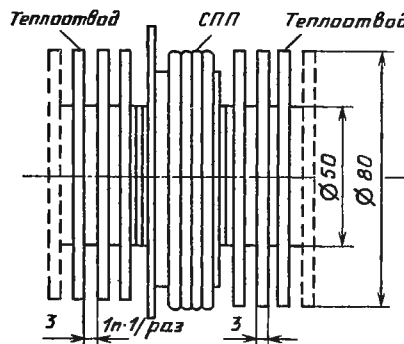


Рис. 7.26. Конструкция двустороннего теплоотвода-испарителя для СПП таблеточного исполнения

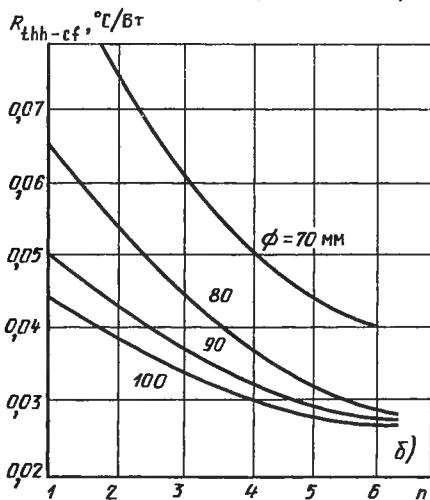
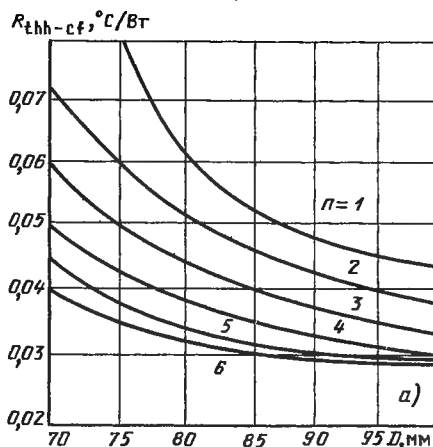


Рис. 7.27. Зависимость теплового сопротивления теплоотвода СПП (одной половины) от диаметра ребра (а) при разном числе ребер n и числа ребер (б)

(диаметр оребрения) 24, диаметр несущей трубки 14, внутренний диаметр (для воды) 10, толщина ребер 0,3, шаг оребрения 2,5 мм.

Трубки длиной l соединяют коллекторами. Трубки можно располагать в один или несколько вертикальных рядов. Число трубок в горизонтальном ряду n ; число рядов по вертикали m . Общая длина трубок теплообменника, м:

$$L = lmn.$$

В случае воздушного принудительного охлаждения в качестве теплообменников используют трубчато-пластинчатые радиаторы типов ТА-162 и Т-122, серийно изготавливаемые отечест-

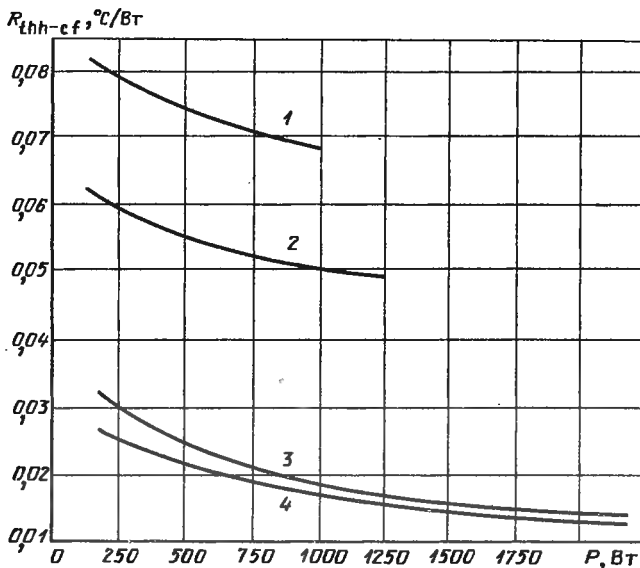


Рис. 7.28. Зависимость теплового сопротивления двусторонних охладителей СПП таблеточного типа от рассеиваемой мощности P при различных видах охлаждения:

1—охладитель ОА-033, ТУ 16.729.111-78, $v=12$ м/с; 2—косвенное водяное охлаждение, расход воды—6 л/мин; 3—испарительное погружное охлаждение; 4—водяное охлаждение, расход воды—6 л/мин

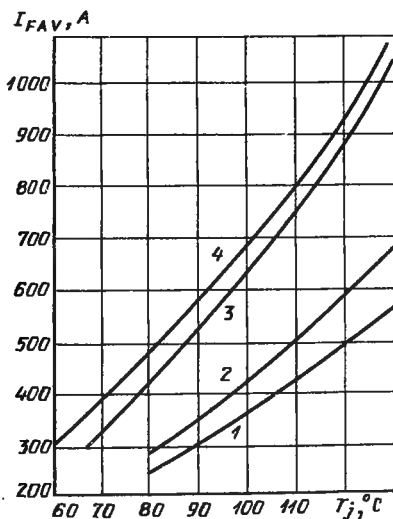


Рис. 7.29. Зависимость тока тиристора ТЗ53-800 от температуры $p-n$ перехода при различных видах охлаждения:

1—воздушное охлаждение, охладитель ОА-033, $v=12$ м/с; 2—водяное косвенное охлаждение, расход воды—6 л/мин; 3—испарительное погружное охлаждение; 4—водяное охлаждение, расход воды—6 л/мин

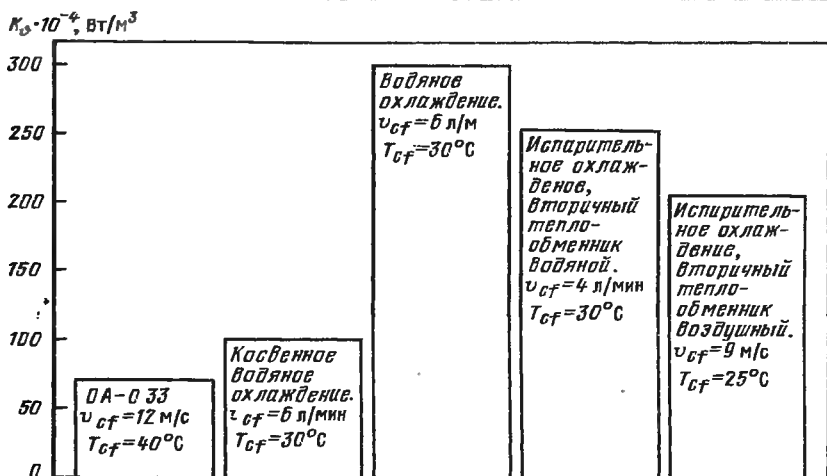
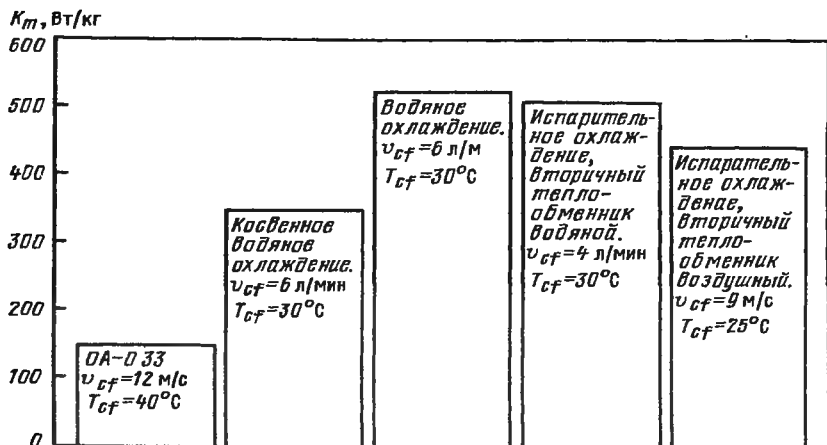


Рис. 7.30. Сравнение различных систем охлаждения СПП по удельным показателям K_m , Вт/кг, и K_v , Вт/м³

венной автомобильной промышленностью. В зависимости от суммарной мощности тепловых потерь СПП в силовых блоках выбирают различные сочетания этих радиаторов. Технические данные теплоотводов разработанных силовых полупроводниковых блоков с испарительным охлаждением погружного типа представлены на рис. 7.27—7.29.

На рис. 7.30 показаны удельные массогабаритные коэффициенты K_m , Вт/кг, и K_v , Вт/м³, представляющие собой количества тепловой мощности, рассеиваемой единицей массы или объема той или иной системой охлаждения:

$$K_m = P_{F(AV)}/m; K_v = P_{F(AV)}/v,$$

где m — масса СПП и охлаждающей системы, кг; v — объем СПП и охлаждающей системы, м³.

Из анализа массогабаритных показателей видно, что эффективность испарительного, погружного охлаждения СПП в 3, 4 и 5 раз соответственно выше воздушно-го принудительного охлаждения и в 1,5; 2; 3 раза выше водяного.

Испарительное охлаждение погружного типа особенно эффективно для мощных СПП таблеточного исполнения с диаметром выпрямительного элемента 50—125 мм.

Глава 8

НАДЕЖНОСТЬ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

8.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ТЕРМИНЫ ТЕОРИИ НАДЕЖНОСТИ

Рост сложности и увеличение мощности ПУ при одновременном повышении требований к их эффективности и надежности, а также применение ПУ в областях, где их отказы недопустимы или наносят существенный ущерб народному хозяйству, — вот основные причины того, что актуальность проблемы обеспечения и повышения уровня надежности СПП непрерывно возрастает.

Эта проблема является сложной научно-технической задачей, требующей для своего решения как значительных затрат материальных и людских ресурсов, так и ряда мер экономического и организационного характера. Тем не менее, если разумно использовать эти средства, они всегда окупаются, о чем свидетельствует опыт передовых отечественных предприятий и зарубежных фирм. Стоит особо подчеркнуть, что повышение надежности любых изделий не может быть достигнуто без затрат, причем чем выше требуемый уровень надежности, тем больше эти затраты. Чем ниже надежность, тем существеннее ущерб при возникновении отказов. Эта ситуация проиллюстрирована рис. 8.1, из которого видно, что существует некоторый уровень надежности, отвечающий ми-

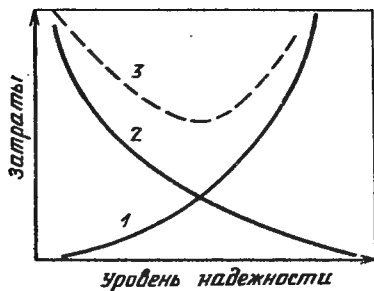


Рис. 8.1. Графическая иллюстрация экономических аспектов надежности:

1 — затраты на повышение надежности;
2 — затраты на возмещение ущерба от ненадежности; 3 — суммарные затраты на обеспечение заданного уровня надежности

нимальным суммарным затратам (и в этом смысле он может быть назван оптимальным).

Настоящая глава является кратким изложением различных аспектов проблемы надежности СПП. Предлагаемый материал сопровождается достаточным числом справочных данных и примеров для того, чтобы читатель мог провести большинство указанных в тексте расчетов, не прибегая к другим источникам. Одновременно приводится библиография работ, к которым следует обратиться для более детального изучения предмета.

Надежность есть свойство объекта сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующих способность выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях применения, технического обслуживания, ремонтов, хранения и транспортирования [8.1]. Следует подчеркнуть, что в этом определении речь идет не о всех свойствах изделия, а только о сохранении его работоспособности. Под работоспособностью понимают состояние объекта, при котором значения всех параметров, характеризующих способность выполнять заданные функции, соответствуют требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской документации [8.1]. Событие, заключающееся в нарушении работоспособности, есть отказ. Следует отличать неработоспособное состояние от предельного. Под неработоспособным состоянием понимают состояние объекта, при котором значение хотя бы одного параметра, характеризующего способность выполнять заданные функции, не соответствует требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской документации. Предельное состояние — это состояние объекта, при котором его дальнейшее применение по назначению недопустимо или нецелесообразно либо восстановление его исправного или работоспособного состояния невозможно или нецелесообразно. Представляет интерес вопрос о соотношении между понятиями качество и надежность. Если учесть, что качество — это совокупность свойств продукции, обуславливающих ее

пригодность удовлетворять определенные потребности в соответствии с ее назначением, то ясно, что надежность есть важнейшая составляющая качества, а именно та его часть, которая связана с сохранением работоспособности изделия. Другими словами, если слегка сузить понятие качества и ограничить его только работоспособностью (т. е. отбросить такие свойства изделия, как внешний вид, маркировка, удобство применения и т. п.), то можно дать следующее определение: надежность — это свойство изделия сохранять свое качество во времени. Продолжительность или объем работы изделия называется наработкой. Соответственно наработка до отказа есть наработка объекта от начала его эксплуатации до возникновения первого отказа. Будем обозначать наработку до отказа символом t_f (иногда просто t). Нарботка может измеряться не только временем t , но и циклами или числом срабатываний (N_f или N), километрами пробега и т. п.

Надежность — комплексное свойство, которое в общем случае состоит из безотказности, долговечности, ремонтпригодности и сохраняемости.

Безотказность — свойство объекта непрерывно сохранять работоспособное состояние в течение некоторого времени или некоторой наработки. Долговечность — свойство объекта сохранять работоспособное состояние до наступления предельного состояния при установленной системе технического обслуживания и ремонта. Ремонтпригодность — свойство объекта, заключающееся в его приспособленности к предупреждению и обнаружению причин возникновения отказов, повреждений и поддержанию и восстановлению работоспособного состояния. Сохраняемость — свойство объектов сохранять значения показателей безотказности, долговечности и ремонтпригодности в течение и после хранения и (или) транспортирования. В зависимости от возможности и (или) целесообразности объект после наступления отказа либо возвращают, либо не возвращают в работоспособное состояние. Соответственно в первом случае объект называется восстанавливаемым, во втором — невосстанавливаемым. Если восстановление объекта происходит путем его ремонта, то он называется ремонтируемым, в противном случае — неремонтируемым. СПП, как правило, являются и невосстанавливаемыми, и неремонтируемыми элементами, вследствие чего понятие ремонтпригодности к ним неприменимо. На остальных свойствах надежности следует остановиться подробнее. Рисунок 8.2 иллюстрирует различие между безотказностью (рис. 8.2, а) и долговечностью (рис. 8.2, б). Штриховкой на рисунке показаны участки функционирования изделия. Стрелками на оси абсцисс отмечены участки перерывов

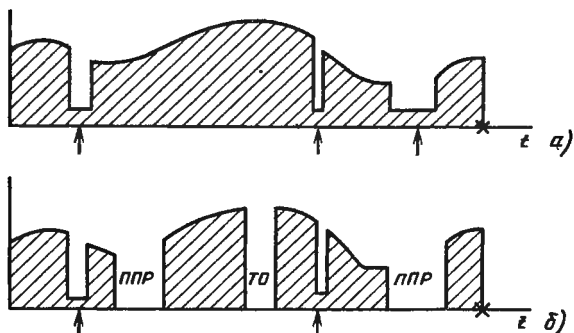


Рис. 8.2. Графическая иллюстрация различия между безотказностью (а) и долговечностью (б):

ППР — планово-предупредительный ремонт; ТО — техническое обоснование; x — момент наступления отказа или предельного состояния

в работе. Эти интервалы следует рассматривать не как хранение, а как эксплуатацию изделия при других (обычно гораздо меньших) внешних воздействиях.

8.2. ПОКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ СПП И ИХ ЗАВИСИМОСТИ ОТ РЕЖИМОВ РАБОТЫ

Общая характеристика показателей надежности СПП. В соответствии с [8.1] показатель надежности (ПН) — это количественная характеристика одного или нескольких свойств, составляющих надежность объекта. Прежде всего следует остановиться на принципиальном отличии ПН от других технических характеристик и параметров приборов. В самом деле, любые другие характеристики или параметры, например геометрические размеры, напряжение переключения, ток управления и т. д., могут быть измерены на любом приборе без какого-либо влияния на его работоспособность и за время, бесконечно малое по сравнению с его сроком службы. Иначе обстоит дело в отношении ПН. В связи с тем что количественное определение надежности есть определение длительности сохранения работоспособного состояния, то для установления характеристик надежности на каждом приборе надо измерить его наработку до отказа. В результате, затратив время, равное сроку службы прибора в данных условиях, и разрушив его, мы не только ничего не можем сказать о характеристиках надежности других приборов, но и, строго говоря, не имеем уверенности в том, что точно такой же прибор в тех же условиях проработает такое же время. Причиной этого является случайный характер процессов, приводящих к отказам приборов, или, иначе, наработка приборов до отказа t_f есть величина принципиально случайная.

Опыт показывает, что некоторые групповые характеристики однотипных изделий обладают определенной устойчивостью и воспроизводимостью. Из-за этого обстоятельства при решении задач теории надежности используют вероятностный подход, причем предполагают, что статистические закономерности, определенные для какой-либо группы приборов, являются устойчивыми, т. е. применимы к другим приборам того же типа. Обычно это предположение считают справедливым, если обеспечена стабильность технологического процесса. (Для проверки этого условия можно использовать метод контрольных карт. Доступное и удобное для практических приложений изложение данного метода см. в [8.2].) Далее будем предполагать это условие выполненным.

В соответствии с [8.3] в качестве ПН для СПП применяют вероятность безотказной работы, γ -процентный ресурс, гамма-процентные сроки сохраняемости и службы.

Вероятность безотказной работы (ВБР) есть вероятность того, что в течение заданной наработки t_0 отказ прибора не возникает. Будем обозначать эту функцию как $R(t_0)$ (в дальнейшем там, где это не ведет к недоразумениям, будем опускать индекс 0).

γ -процентный ресурс (срок сохраняемости) есть наработка (календарная продолжительность хранения), в течение которой не происходит отказ приборов с заданной вероятностью γ . Это понятие принято обозначать как t_γ и $t_{\gamma\%}$. Кроме указанных для СПП применяют (чаще потребители приборов) такие показатели, как интенсивность отказов и средняя наработка до отказа. В [8.3] для циклических режимов работы рекомендуют в качестве ПН использовать медианное число циклов $\tilde{N}$ до отказа. Рассмотрим эти показатели.

Интенсивность отказов (ИО)—условная плотность вероятности отказа в данный момент при условии, что до этого момента отказ не возник. Обозначим ИО как $\lambda(t)$.

Средняя наработка до отказа—математическое ожидание¹ наработки приборов до отказа. Обозначим эту величину как $\bar{t}_f$ (далее все средние величины также будем обозначать с горизонтальной чертой сверху).

Медианное число циклов до отказа—число циклов, которое выдерживают 50% приборов (по сути, это разновидность γ -процентного ресурса для тех случаев, когда наработка выражена в циклах, а $\gamma=50\%$).

γ -процентный срок службы—это календарная продолжительность эксплуатации, в течение которой приборы не

¹ Математическое ожидание непрерывной случайной величины $M(X) = \int xf(x)dx$, где $f(x)$ —плотность функции распределения.

достигают предельного состояния с вероятностью γ , выраженной в процентах.

Кроме рассмотренных показателей в работах по надежности часто фигурируют функции распределения наработки до отказа $F(t)$ и плотность функции распределения наработки до отказа $f(t)$.

Указанные выше ПН являются групповыми, т. е. относятся к партии однотипных приборов и неприменимы к каждому отдельно взятому прибору. Например, если указано, что $R(t_0)=0,99$, то это означает, что за время t_0 из 100% приборов данного типа в среднем 99% приборов сохранят работоспособность, а в среднем 1% откажут. Иначе, зная значение ВБР, можно предсказать, сколько в среднем приборов выйдет из строя, но нельзя сказать, какие именно. Взяв же только один прибор, мы ничего не можем сказать о предполагаемом моменте его отказа.

Зависимости ПН от режимов работы. Для успешного решения проблемы обеспечения и повышения уровня надежности ПУ необходимо прежде всего ответить на следующие вопросы:

1. Как распределены во времени отказы СПП в том или ином режиме?
2. Как зависит распределение отказов от режимов эксплуатации (РЭ) приборов?

На принятом в теории надежности языке эти вопросы могут быть сформулированы следующим образом:

1. Каков(а) закон (функция) распределения отказов СПП в том или ином режиме?
2. Как параметры закона (функции) распределения отказов зависят от РЭ приборов?

В том случае, когда ответы на эти вопросы для какого-то класса РЭ нам известны, будем говорить, что в данном классе режимов построена модель надежности СПП. На рис. 8.3 показана возможная классификация моделей надежности, применяемая к дискретным полупроводниковым приборам.

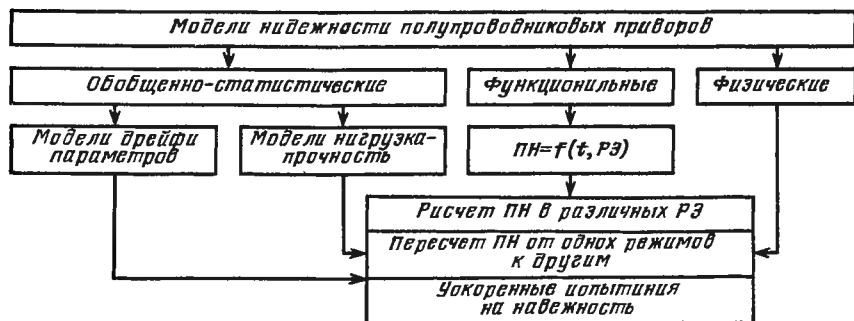


Рис. 8.3. Классификация моделей надежности СПП

рам (идея подобной классификации взята из работы [8.4]). В соответствии с предлагаемой классификацией все модели имеют своей целью решение трех задач: расчет ПН в различных РЭ, пересчет ПН от одних режимов к другим, ускоренные испытания приборов на надежность. Подробно об этих задачах будем говорить ниже, здесь же отметим следующее. Под физическими моделями надежности понимаем такие методы описания закономерностей возникновения отказов, которые основаны на выяснении физических причин и процессов, ведущих к нарушению работоспособности СПП. Другими словами, это модели, с помощью которых можно объяснить, откуда берутся и как в процессе эксплуатации развиваются дефекты прибора, которые рано или поздно приводят к его отказу. Под обобщенно-статистическими моделями надежности понимаем такие математические методы описания поведения совокупности приборов, которые на основе статистических данных о характере изменения некоторых параметров (или характеристик) в процессе эксплуатации (подробнее см. в § 8.5.3) позволяют рассчитать их ПН. Под функциональными моделями надежности понимаем математическую зависимость того или иного ПН от времени и условий эксплуатации [именно это и отражено в символической записи $ПН = f(t, РЭ)$]. В соответствии с упоминавшимся выше вероятностным подходом исчерпывающее описание надежности любого элемента, в том числе и СПП, дает любая из функций $R(t)$, $F(t)$, $f(t)$, $\lambda(t)$, поскольку в математическом отношении они полностью эквивалентны. Тем не менее в полупроводниковой электронике чаще всего для построения функциональных моделей надежности используют функцию ИО. Этому есть по крайней мере две причины, на которых остановимся подробнее.

Во-первых, по характеру зависимости ИО от времени принято классифицировать различные этапы «жизни» изделий. Так, уже в ранних работах по надежности обнаружено [8.5, 8.6], что при стационарных внешних воздействиях функция $\lambda(t)$ имеет весьма характерный «ваннообразный» вид (рис. 8.4). Эту кривую обычно разбивают на три участка: период приработки, где ИО монотонно убывает; период нормальной эксплуатации, где ИО примерно постоянна; период старения, где ИО монотонно возрастает. Высокое первоначальное значение ИО во время периода приработки обычно связывают с наличием приборов, имеющих скрытые технологические дефекты, которые, с одной стороны, не так грубы, чтобы выявиться на этапе приемо-сдаточного контроля, но, с другой стороны, достаточно велики, чтобы выявляться практически сразу в условиях эксплуатации (или испытаний). Поскольку предполагается, что таких приборов обычно сравнительно

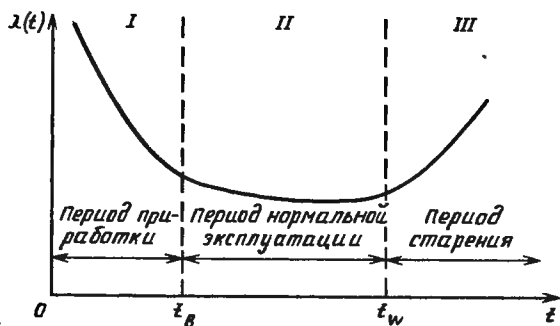


Рис. 8.4. Общий вид зависимости ИО элементов от времени

немного, то по мере их изъятия из совокупности («выжигание» дефектов) надежность всей партии улучшается. Отказы в течение периода нормальной эксплуатации принято объяснять причинами случайного характера (перегрузки и т. п.), а также скрытыми производственными дефектами или несовершенством конструкции, и, наконец, отказы во время периода старения чаще всего связывают с износом и старением элементов. Момент окончания периода приработки будем обозначать символом t_b (от английского *burn—in* — выжигание), а момент начала периода старения — t_w (от английского *wearout* — износ).

Во-вторых, в отличие от функции ИО графические изображения других функций (R , F , f) не обладают такой наглядностью. Так, если на рис. 8.4 изобразить функцию $R(t)$, то она на всех участках будет монотонно убывающей и для определения наличия периодов приработки и старения, а также для определения моментов t_b и t_w потребуется применение специального математического аппарата, тогда как по графику зависимости $\lambda(t)$ ответы на эти вопросы во многих случаях очевидны.

Классификация режимов работы СПП по критерию надежности. Для того чтобы разобраться с многообразием перечисленных ПН, а также для успешного решения задач расчета надежности СПП в различных режимах необходимо ввести классификацию РЭ СПП с точки зрения их надежности. В соответствии с [8.7] все РЭ делят прежде всего на циклические и нециклические (стационарные). В циклических РЭ в качестве ПН выступает число циклов или повторений тех или иных воздействий, выдерживаемых приборами до отказа. В нециклических РЭ в качестве ПН выступает ВБР или ИО. Это деление отражает реально существующую систему ПН СПП. Объективной причиной ее возникновения является тот факт, что в нециклических режимах ПН есть функции непрерывного параметра — времени работы, тогда как значения ПН в циклических режимах зависят от дискретной переменной — числа циклов.

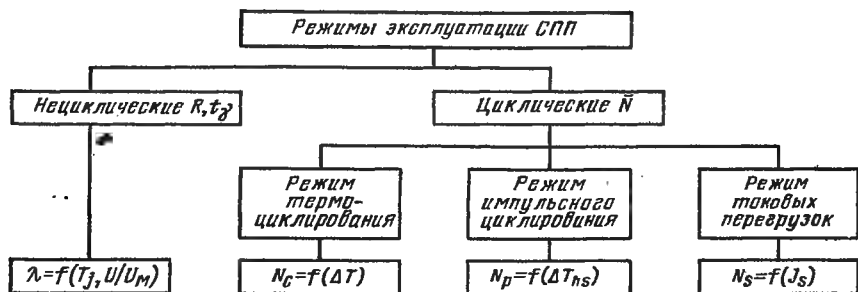


Рис. 8.5. Классификация режимов эксплуатации СПП с точки зрения их надежности. (В нижнем ряду прямоугольников даны показатели, которые наиболее удобны для расчета надежности СПП в эксплуатации)

Физической основой данной классификации является отсутствие в нециклических режимах работы доминирующих механизмов отказа, т. е. эти режимы характеризуются многообразием видов и причин отказов, их взаимодействием и взаимоналожением. В циклических режимах, напротив, существуют преобладающие механизмы отказов, причем по тому, какие именно механизмы являются доминирующими, циклические режимы удастся разделить еще на три подгруппы. В итоге приходим к схеме классификации, в соответствии с которой все РЭ СПП делят на следующие режимы (рис. 8.5):

- стационарный (или нециклический);
- электротермоциклирования (далее просто термоциклирование);
- импульсного циклирования;
- токовых перегрузок.

Под стационарным режимом понимают режим работы, в котором в качестве ПН используют ВБР или ИО, зависящую в первую очередь от средней температуры структуры T_j и загрузки приборов по напряжению U/U_{RM} :

$$\lambda = f(T_j, U/U_{RM}),$$

где $U_{RM} = \min\{U_{DRM}, U_{RRM}\}$; U — амплитудное значение напряжения рабочей частоты, прикладываемого к прибору. Если к прибору прикладывается и прямое U_D , и обратное U_R напряжения, то $U = \max\{U_D, U_R\}$.

Под режимом термоциклирования понимают режим работы, в котором в качестве ПН используют число циклов N_c средней температуры структуры, выдерживаемое приборами до отказа и зависящее от амплитуды колебаний средней температуры за один цикл ΔT :

$$N_c = f(\Delta T).$$

Под режимом импульсного циклирования понимают режим работы, в котором в качестве ПН используют число циклов N_p мгновенной температуры структуры, выдерживаемое приборами до отказа и зависящее от амплитуды колебаний температуры «горячей точки» ΔT_{hs} за один цикл:

$$N_p = f(\Delta T_{hs}).$$

Под режимом токовых перегрузок понимают режим работы, в котором в качестве ПН используют число импульсов тока или тока аварийной перегрузки N_s , выдерживаемое приборами до отказа и зависящее от амплитуды импульса тока I_s :

$$N_s = f(I_s).$$

Связь последних трех режимов с механизмами отказов следующая. Отказы в режиме термоциклирования определяются усталостными явлениями в контактных соединениях приборов, отказы в режиме импульсного циклирования — усталостными явлениями в «горячей точке» в окрестности управляющего электрода¹, отказы в режиме токовых перегрузок — накоплением повреждений в объеме структуры и в области контакта структуры с термокомпенсатором.

Рассмотрим последовательно зависимости ПН СПП от режимов работы сначала для нециклических, а затем для циклических режимов применения.

Нециклические режимы. Модели зависимости ИО СПП от времени и нагрузки. Как уже отмечалось, при стационарных внешних условиях зависимость функции ИО от времени имеет вид кривой, показанной на рис. 8.4. Создание модели надежности для функции ИО означает определение вида и параметров закона распределения отказов для каждого из участков кривой $\lambda(t)$. Прежде чем перейти к рассмотрению конкретных данных о моделях ИО для СПП, рассмотрим некоторые наиболее употребительные в теории и практике надежности законы распределения отказов.

В табл. 8.1 приведен необходимый минимум сведений о наиболее часто встречающихся функциях распределения. В левой колонке дано название распределения и его условное обозначение. Во второй колонке приведены пределы, в которых может изменяться переменная t , и ограничения на параметры данного распределения. В третьей и четвертой колонках даны формулы для ВБР и ИО соответственно. В пятой колонке показан качественный характер функции $\lambda(t)$ для данного распределения. В шестой колонке приведены среднее значение и дисперсия наработки до отказа, выраженные через параметры распределения. Заметим, что во всех распределениях вместо

¹ Для диодов этот режим отсутствует.

t всегда можно записать $t - t_0$, где t_0 — параметр сдвига. Математически это означает, что соответствующее распределение (т. е. любая из функций R, F, f, λ) сдвинута вправо на t_0 .

Рассмотрим ряд конкретных данных по моделям ИО СПП. Типичные зависимости ИО от времени приведены на рис. 8.6. В табл. 8.2 представлены данные результатов работ различных авторов, которые включают сведения как об эксплуатационной, так и о лабораторной надежности. В целом о моделях надежности СПП во время периода приработки можно сказать следующее.

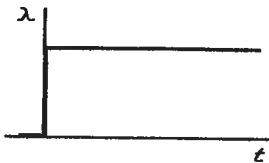
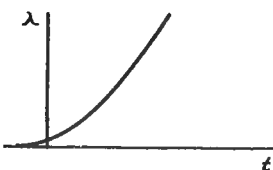
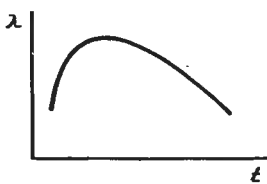
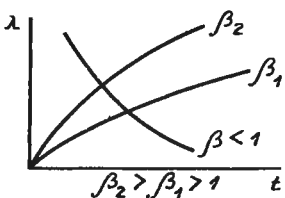
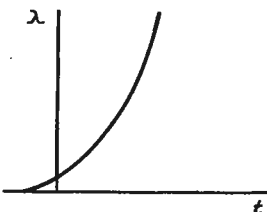
Длительность периода приработки для СПП колеблется от 100 до 8000 ч, причем значение его в целом уменьшается при ужесточении режима работы приборов. Для построения моделей функции ИО в отечественной практике используются два распределения: Вейбулла и Макегама. В случае применимости распределения Вейбулла параметр формы β находится в диапазоне 0,4—0,67 [8.8]. Анализ публикации [8.9] показывает, что при лабораторных испытаниях в выпрямительном режиме длительность периода приработки у зарубежных приборов аналогична отечественной. Вопрос о том, как практически определить, есть или нет период приработки, каким законом распределения он лучше описывается, каковы параметры этого распределения и т. п., будет рассмотрен далее. Здесь следует лишь подчеркнуть, что модели надежности, описывающие ход функций ИО во время периода приработки, применимы только при $t \leq t_b$.

Для описания периода нормальной эксплуатации используют самое популярное в надежности распределение — экспоненциальное. Из табл. 8.1 видно, что ему соответствует постоянная ИО. Этот период жизни прибора, как правило, много больше периода приработки ($t_w \gg t_b$), и поэтому он представляет максимальный интерес для потребителя.

Что же касается периода старения, то его для СПП, по-видимому, никто не наблюдал. Это может быть вызвано тем, что значение t_w в правильно выбранных схемах и РЭ для хороших приборов превышает 10^5 ч, что составляет более 11 лет непрерывной эксплуатации. За это время обычно оборудование устаревает, и приборы заменяют на новые. Отсутствие конкретных данных о периоде старения СПП означает, что нам неизвестны ни отечественные, ни зарубежные публикации, в которых наблюдалось бы изменение характера функции ИО от постоянной (или убывающей) к монотонно возрастающей. В отличие от этого данные о процессах деградации параметров приборов достаточно многочисленны [8.14]. Как правило, на основе этих данных устанавливают численные значения таких показателей долговечности, как γ -процентный ресурс и (или) срок службы. В частности, для тиристоров типа ТВ-200 на основании данных многолетних

Таблица 8.1. Сводка основных законов распределения, используемых в задачах

Название распределения, его условное обозначение	Область значений переменной и ограничения на параметры	ВБР $R(t)$
Экспоненциальное (показательное) распределение, $\exp(t \lambda)^*$	$0 \leq t < \infty;$ $0 < \lambda < \infty$	$e^{-\lambda t}$
Нормальное распределение (распределение Гаусса), $\text{gau}(t \mu, \sigma)$	$-\infty \leq t < \infty;$ $0 \leq \mu < \infty^{**};$ $0 < \sigma < \infty$	$\Phi\left(\frac{\mu-t}{\sigma}\right)^{***}$
Логарифмически-нормальное распределение, $\text{lgau}(t \tilde{t}, \sigma)$	$0 < t < \infty;$ $0 < \tilde{t} < \infty;$ $0 < \sigma < \infty$	$\Phi\left[\frac{\ln(\tilde{t}/t)}{\sigma}\right]$
Распределение Вейбулла, $\text{wei}(t \beta, \theta)$	$0 < t < \infty;$ $0 < \beta < \infty$ $0 < \theta < \infty$	$e^{-\left(\frac{t}{\theta}\right)^\beta}$
Распределение экстремальных значений 1-го рода (распределение Гумбеля), $\text{gumb}(t \eta, \nu)^{*5}$	$-\infty \leq t < \infty;$ $0 < \eta < \infty;$ $-\infty < \nu < \infty$	$e^{-\left(\frac{t-\nu}{\eta}\right)}$

ИО $\lambda(t)$	Графическое изображение функции $\lambda(t)$	Среднее значение; дисперсия: $\bar{t}$, σ
λ		$1/\lambda$; $1/\lambda^2$
$\frac{e^{-(t-\mu)^2/2\sigma^2}}{\sigma\sqrt{2\pi}\Phi\left(\frac{\mu-t}{\sigma}\right)}$		μ ; σ^2
$\frac{e^{-\frac{[\ln(t/\bar{t})]^2}{2\sigma^2}}}{\sigma t\sqrt{2\pi}\Phi\left[\frac{\ln(\bar{t}/t)}{\sigma}\right]}$		$\bar{t}e^{\sigma^2/2}$; $\bar{t}^2e^{\sigma^2}$
$\frac{\beta}{\theta}\left(\frac{t}{\theta}\right)^{\beta-1}$		$\theta\Gamma(1+1/\beta)^{*4}$; $\theta^2\left\{\Gamma\left(1+\frac{2}{\beta}\right)-\left[\Gamma\left(1+\frac{1}{\beta}\right)\right]^2\right\}$
$\frac{1}{\eta}e^{\left(\frac{t-\nu}{\eta}\right)}$		$\nu-0,5776$; $1,645\eta^2$

Название распределения, его условное обозначение	Область значений переменной и ограничения на параметры	ВБР $R(t)$
Распределение с экспоненциально убывающей ИО (распределение Макегамы), $\text{dexpr}(t \alpha, \xi, \delta)$	$0 \leq t < \infty;$ $0 < \alpha < \infty;$ $0 < \xi < \infty;$ $0 < \delta < \infty$	$e^{-\xi t - \frac{\delta}{\alpha}(1 - e^{-\alpha t})}$

* Вертикальная палочка в скобках отделяет переменную от параметров.

** Для нормального распределения $-\infty < \mu < \infty$. Здесь слева поставлен нуль, так как в задачах надежности всегда $t \geq 0$.

*** $\Phi[(\mu - t)/\sigma]$ — функция нормального распределения: $\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-t^2/2} dt$.

$\lambda \cdot 10^{-6}, 1/4$

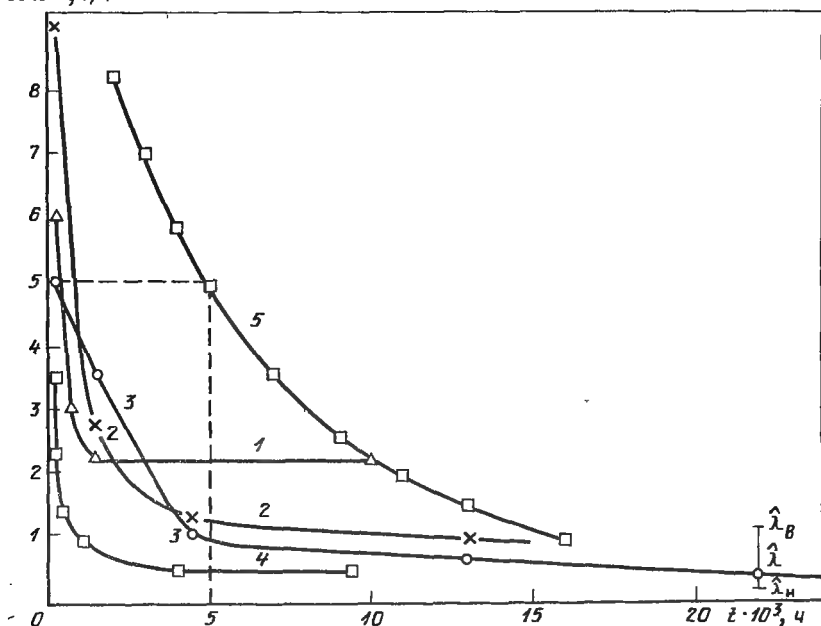
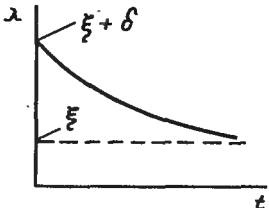


Рис. 8.6. Типичные зависимости ИО СПН от времени:

1—3 — ТВ-200 — соответствуют п. 4—6 табл. 8.2; 4, 5 — Т2-320 — соответствуют п. 7, 8 табл. 8.2; 5 — ИО умножена на 10 для наглядности (например, истинное значение ИО при $t = 5000$ ч равно приблизительно $5 \cdot 10^{-7}$ 1/ч); $\hat{\lambda}_n$ — верхняя граница ИО; $\hat{\lambda}$ — оцененная ИО; $\hat{\lambda}_n$ — нижняя граница ИО

ИО $\lambda(t)$	Графическое изображение функции $\lambda(t)$	Среднее значение; дисперсия $\bar{t}$; σ
$\xi + \delta e^{-\alpha t}$		Сложное выражение

*4 $\Gamma(1+1/\beta)$ — гамма-функция: $\Gamma(z) = \int_0^{\infty} u^{z-1} e^{-u} du$.

*5 Приведено более употребительное в задачах надежности распределение минимальных значений.

Примечание. Обозначения большинства функций соответствуют принятым в англо-американской литературе.

Таблица 8.2. Виды и параметры моделей ИО для периода приработки СПП

№ п/п.	Аналитический вид функции ИО	Параметры модели надежности	Длительность периода приработки, ч	Тип прибора	Режим эксплуатации	Источник данных
1	dexp: $\delta e^{-\alpha t}$	$\alpha = 77 \cdot 10^{-5} \text{ 1/ч}$	1500—3000	ВК2-200	ЭН, Агрегат ВАКЕЛ	[8.10]
2	dexp: $\xi + \delta e^{-\alpha t}$	$\xi = 1,75 \cdot 10^{-5} \text{ 1/ч};$ $\delta = 9,1 \cdot 10^{-5} \text{ 1/ч};$ $\alpha = 80,9 \cdot 10^{-5} \text{ 1/ч}$	5000	ТВ-200	ЛН, ВР	[8.11]
3	dexp: $\delta e^{-\alpha t}$	$\alpha = 29,4 \cdot 10^{-5} \text{ 1/ч}$	1500—3000	Т-160	ЭН, Агрегат ВАКС	[8.10]
4	wei: $\frac{\beta}{\theta} \left(\frac{t}{\theta} \right)^{\beta-1}$	$\beta = 0,47$ $\theta = 6,7 \cdot 10^7 \text{ ч}$	1400	ТВ-200	ЭН, ПУ, ИР	[8.8]
5	wei: $\frac{\beta}{\theta} \left(\frac{t}{\theta} \right)^{\beta-1}$	$\beta = 0,40$ $\theta = 1,5 \cdot 10^8 \text{ ч}$	8000	ТВ-200	ЭН, ПУ, ВР(Л)	[8.8]
6	dexp: $\delta e^{-\alpha t}$	$\delta = 5,5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/ч}$ $\alpha = 3,6 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}$	5000	ТВ-200	ЭН, ПУ, ВР	[8.8]
7	wei: $\frac{\beta}{\theta} \left(\frac{t}{\theta} \right)^{\beta-1}$	$\beta = 0,46$ $\theta = 5,7 \cdot 10^8$	4000	Т2-320	ЭН, Ж.—Д., ВР+РЦ	[8.8]

№ п/п.	Аналитический вид функции ИО	Параметры модели надежности	Длительность периода приработки, ч	Тип прибора	Режим эксплуатации	Источник данных
8	$\text{dexp: } \delta e^{-\alpha t}$	$\delta = 10,6 \cdot 10^{-7} \text{ 1/ч}$ $\alpha = 1,5 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}$	Нет	T2-320	ЭН, ЛЭП ПТ, ВР	[8.8]
9	$\text{dexp: } \xi + \delta e^{-\alpha t}$	$\xi = 5,5 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}$ $\delta = 54 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}$ $\alpha = 5,6 \cdot 10^{-2} \text{ 1/ч}$	94	T10-25	ЛН, РКВ	[8.87]
10	Не определяется	—	3400	ТО-10	ЛН, РКВ	[8.12]

Примечание. ЭН—эксплуатационная надежность; ЛН—лабораторная надежность; ВР—выпрямительный режим; ВР(f)—выпрямительный режим на повышенной частоте; ИР—инверторный режим; Ж.—Д.—железнодорожный транспорт; РТЦ—режим термоциклирования; ЛЭП ПТ—линия электропередачи постоянного тока; РКВ—режим комплекса воздействий.

наблюдений можно утверждать, что в выпрямительно-инверторном режиме работы их 90%-ный ресурс превышает 70 000 ч. Для диодов типа ВЛ-200 80%-ный срок службы в выпрямителях тяговых подстанций городского транспорта составляет примерно 8,5 года.

К сожалению, объем статистической информации, имеющийся у инженеров по надежности, как правило, недостаточен для уверенного определения вида закона распределения отказов. Между тем многие законы, будучи весьма близкими при значениях ВБР, соответствующих отказу примерно 50% приборов, могут значительно различаться на «хвостах» распределений, что при неправильном выборе вида закона приводит к существенным погрешностям в оценках моментов наступления первых и последних отказов. Поэтому в практике определения вида функции распределения наработки до отказа важное значение имеет использование априорных соображений. В частности, из рис. 8.4 и табл. 8.1 видно, что для описания периода приработки СПП целесообразно использовать такие функции, как распределение Вейбулла с параметром $\beta < 1$, распределение Макегама, для описания периода нормальной эксплуатации—экспоненциальное распределение, для описания периода старения—распределение Вейбулла с параметром $\beta > 1$, нормальное распределение, распределение Гумбеля. Наконец, для описания немонотонной функции ИО пригодно логарифмически нормальное распределение. При этом необходимо учитывать следующее. Экспоненциальное распределение соответствует элементам с постоянной от $t=0$ до $t=\infty$ ИО. Так как реально таких элементов в природе не существует (всегда

$t_w < \infty$), то область применения этого распределения обязательно должна быть ограничена величиной t_w справа. В противном случае легко получить неверный, а иногда и абсурдный результат. Покажем это на примере. Пусть некоторые приборы имеют постоянную ИО $\lambda = 10^{-7}$ 1/ч и 60%-ный ресурс (t_{60}), равный 50 000. Применяя формулу для средней наработки ($\bar{t}$) при экспоненциальном распределении (табл. 8.1), получа-

$$\bar{t} = 1/\lambda = 10^7 \text{ ч.}$$

ВБР при $t = \bar{t}$

$$R(t = \bar{t}) = e^{-\lambda \bar{t}} = e^{-1} = 0,368.$$

Покажем, что с учетом значения $t_{60} = 5 \cdot 10^4$ все эти значения к этому прибору не могут иметь ни малейшего отношения. В самом деле, если бы ИО была постоянной до $t = t_{\gamma}$, то мы бы имели

$$R(t = t_{\gamma}) = e^{-\lambda t_{\gamma}} = e^{-10^{-7} \cdot 5 \cdot 10^4} \approx 0,995 = 99,5\% \neq 60\%.$$

В связи с тем что $99,5\% > 60\%$, ИО приборов не могла быть постоянной, а возрастала уже при $t < t_{\gamma}$. Более того, убедившись, что ИО возросла от $\lambda = 10^{-7}$ 1/ч до какого-то другого большего значения, предположим, что после $t = t_{\gamma}$ она не возрастала. Тогда для оценки ВБР при $t = \bar{t}$ можно ввести такую постоянную ИО λ^* , которая при $t = t_{\gamma}$ дала бы ВБР, равную 60%. Имеем

$$\lambda^* = -\ln R/t,$$

откуда для $R = 0,6$ и $t = t_{\gamma}$ получаем $\lambda^* = 1,0 \cdot 10^{-5}$ 1/ч. Если это значение подставить в формулу для ВБР, получим

$$R(t = \bar{t}) = e^{-1,0 \cdot 10^{-5} \cdot 10^7} = e^{-100} \approx 4 \cdot 10^{-42} \approx 0 \neq 0,368,$$

т.е. во всех случаях, когда экспоненциальное распределение применяется за пределами интервала $[t_b, t_w]$, оно приводит к противоречиям.

Нормальное распределение возникает при решении различных задач, когда отказ связывают с достижением каким-либо параметром критического уровня, а исходное распределение этого параметра описывается функцией нормального распределения. Логарифмически нормальное распределение [8.15] возникает при наличии большого числа мультипликативно

накапливающихся дефектов¹ (модель пропорционального эффекта), вклады которых сравнимы между собой.

Распределение Вейбулла является одним из распределений экстремальных значений. Оно возникает в модели «слабейшего звена», согласно которой прибор (объект) состоит из большого числа однотипных элементарных объемов, причем отказ происходит в том из них, который обладает минимальным сопротивлением (прочностью) по отношению к внешнему воздействию («слабейшее звено», «горячая точка» и т. п.). Аналогичное происхождение имеет и распределение Гумбеля [8.15]. Разница между этими двумя распределениями вызвана тем, что распределение Вейбулла возникает при ограниченной переменной (т. е. когда прочность заведомо меньше некоторого значения), а распределение Гумбеля — для неограниченной переменной (прочность элемента лежит в диапазоне от нуля и до бесконечности).

Приведенные краткие сведения о схемах возникновения различных распределений призваны способствовать сужению класса функций, среди которых ищется подходящая аналитическая аппроксимация опытных данных. Не следует абсолютизировать значимость приведенных сведений. Все они являются, скорее, математическими иллюстрациями того, как может возникнуть тот или иной вид закона распределения наработки до отказа, чем их обоснованием. Для последнего чисто математические методы, как правило, недостаточны, необходимо привлекать сведения о физике отказов.

Рассмотрим зависимость ИО СПП от температуры, напряжения и других факторов нагрузки. Ранее отмечалось, что $t_b \ll t_w$, и поэтому наибольший интерес для потребителя представляет период нормальной эксплуатации ($t_b \leq t \leq t_w$). Во многих режимах работы ИО СПП в течение этого периода может считаться постоянной. Это означает, что, говоря о безотказности приборов, можно оперировать величиной λ без указания момента, к которому это значение относится. Поэтому в общей формуле

$$\lambda = \lambda(t, X_i),$$

где X_i — температура T , напряжение U , ток I , влажность H и т. п., можно избавиться от переменной t .

Таким образом, имеем

$$\lambda = \lambda(T, U, I, H \dots).$$

¹ Это означает, что наработка прибора может быть разбита на отдельные интервалы, причем увеличение размера дефекта на каждом i -м интервале пропорционально величине этого дефекта, достигнутой за все предшествующие $(i-1)$ интервалы. Отказ происходит, когда размеры дефекта достигают некоторого критического значения.

Оказывается [8.14], что во многих режимах применение ИО СПП является функцией в первую очередь средней температуры структуры, причем эта зависимость имеет вид закона Аррениуса:

$$\lambda(T) = \lambda(T_0) \exp \left[-\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right], \quad (8.1)$$

где $\lambda(T)$, $\lambda(T_0)$ — ИО при температурах T и T_0 ; E_a — энергия активации; $k = 1,38 \cdot 10^{-16}$ эрг/град $= 8,625 \times 10^{-5}$ эВ/град — постоянная Больцмана. Из формулы (8.1) видно, что в координатах $\log \lambda$ — $1/T$ зависимость ИО от температуры представляет прямую линию, наклон которой определяется величиной E_a . На рис. 8.7 приведены графики функции $\lg \lambda = f(1/T)$, построенные по данным зарубежных и отечественных работ [8.8, 8.16—8.25]. Пунктиром на рис. 8.7 показаны результаты, относящиеся к приборам малой мощности [8.26, 8.27], штрихпунктиром — отечественные данные по зависимости ИО СПП от температуры. Отметим, что приведенные на рис. 8.7 графики исчерпывают всю обнаруженную нами в литературе конкретную информацию по функциональной зависимости $\lambda = f(1/T)$ для СПП, при этом данные работы [8.22] относятся к режиму хранения, а результаты работы [8.23] — к периоду приработки при испытаниях в «ждущем» режиме. Слева внизу на рис. 8.7 приведены вспомогательные прямые, по которым можно определить значения E_a для всех представленных данных. Эти значения указаны в подписи к рис. 8.7 (цифры в круглых скобках непосредственно после номера кривой). Из анализа результатов указанных выше работ и рис. 8.7 следует, что энергия активации для отечественных СПП лежит в пределах 0,3—0,6 эВ, тогда как для приборов зарубежных фирм этот диапазон составляет 0,6—1 эВ (без учета данных [9.18], относящихся к приборам в пластмассовых корпусах). Это важно при расчетах ПН отечественных СПП, так как использование данных [8.16, 8.17, 8.19—8.21, 8.24, 8.25] может приводить к неправильным результатам.

Следует подчеркнуть, что указание для того или иного СПП определенного значения энергии активации не следует интерпретировать как наличие у данного СПП конкретного механизма отказа, обладающего именно таким значением E_a . Фактически в приборах одновременно протекают различные физико-химические процессы деградации с различными значениями E_a , и поэтому наблюдаемое нами значение E_a есть результирующая всех этих процессов.

Остановимся на зависимости ИО от приложенного к прибору напряжения. Согласно ряду теоретических моделей надежности эта зависимость может иметь вид [8.14]

используется более простая степенная зависимость ИО от напряжения [8.28]:

$$\lambda(T, U) = \lambda(T)(U/U_{RM})^\gamma, \quad (8.3)$$

где $U_{RM} = \min\{U_{DRM}, U_{RRM}\}$.

Значение γ согласно [8.28] равно 4,5. Однако в [8.28] это значение взято из работы [8.29], анализ которой показывает, что соответствующие данные получены на основе 48-часовых испытаний малоомощных тиристоров типов КУ201, КУ202 в «ждущем»

режиме, т.е. относятся к периоду приработки и к специальному режиму лабораторных испытаний. Что касается СПП, то для них сведения о зависимости ИО от напряжения получены в [8.8, 8.14] путем обработки и обобщения графических данных из работ [2.10, 8.16—8.21, 8.23, 8.25]. Результаты представлены на рис. 8.8. Из рисунка следует, что зависимость ИО от отношения U/U_{RM} может быть описана выражением (8.3), но с переменным значением γ :

$$\gamma = \begin{cases} 1,2-2 & \text{при } 0,8 \leq U/U_{RM} \leq 1; \\ 0,7-1,3 & \text{при } 0,25 \leq U/U_{RM} \leq 0,8; \\ 0,5-0,8 & \text{при } 0,1 \leq U/U_{RM} \leq 0,25. \end{cases} \quad (8.4)$$

Из соотношения (8.4) и рис. 8.8 вытекает, что чем ближе прикладываемое к прибору напряжение к своему предельно допустимому значению, тем большее ускоряющее действие оно оказывает.

Зависимости ИО от температуры и напряжения, приведенные выше, следует использовать с известной осторожностью, учитывая следующие обстоятельства:

а) данные зависимости, полученные одним изготовителем, нельзя механически распространять на приборы другого изготовителя, а иногда и на СПП того же изготовителя, но выпущенные в другое время;

б) зависимости такого рода часто получают при повышенных температурах, когда преобладает один механизм отказа, затем экстраполируют их в сторону меньших температур, а между тем в другом температурном диапазоне могут измениться вклады других механизмов отказа;

в) зависимость вида (8.3) может быть результатом влияния не только температурных, но и других факторов (например,

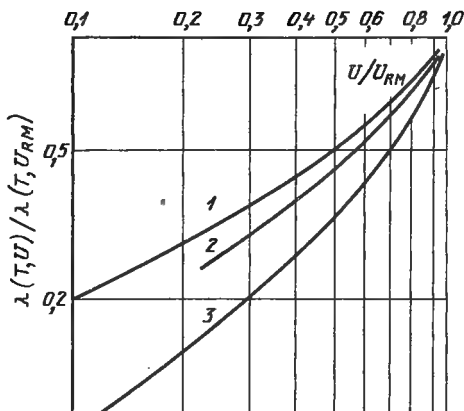


Рис. 8.8. Зависимость ИО СПП от загрузки приборов по напряжению:

1 — [2.10]; 2 — [8.20] — тиристоры; 3 — [8.18]

механических воздействий, влажности и пр.), при этом дополнительные факторы могут существенно изменять «кажущуюся» энергию активации.

Вопрос о влиянии других (кроме температуры и напряжения) факторов внешних воздействий на ПН для СПП рассматривался в работах [8.20, 8.31]. В [8.20] зависящая от температуры и напряжения ИО $\lambda(T, U)$ для учета влияния других факторов умножается на некоторые коэффициенты:

$$\lambda = \lambda(T, U) \cdot SW \cdot P_{\text{сис}} EM \cdot Qual, \quad (8.5)$$

где SW — коэффициент, учитывающий влияние коммутационных потерь (для диодов SW отсутствует); $P_{\text{сис}}$ — коэффициент, учитывающий влияние циклирования; $Qual$ — коэффициент уровня качества; EM — коэффициент, учитывающий влияние окружающей среды на ИО.

Согласно данным [8.20] коэффициент $P_{\text{сис}}$ можно считать равным 1 практически до конца полезной жизни прибора, а значение фактора EM близко к 0,1 для многих областей применения СПП. Заметим, что это заведомо не так для приборов в пластмассовых корпусах, где влажность увеличивает ИО так же, как и температура [8.31]. Что же касается фактора SW , то его значение лежит в диапазоне 1—100. Подчеркнем, что значение $\lambda(T, U)$, являющееся исходным для (8.5), соответствует режимам работы с $di/dt \leq 50$ А/мкс. В таких же больших пределах (1—100), как и SW , изменяется по данным [8.20] и коэффициент $Qual$. Формула (8.5) представляет собой один из вариантов применения коэффициентного метода расчета ИО. Другой вариант изложен в работе [8.30], которую подробно рассмотрим в § 8.5.

Показатели надежности СПП в циклических режимах работы. В соответствии с классификацией РЭ СПП основным ПН в циклических режимах является число циклов тех или иных воздействий, выдерживаемое приборами до отказа (общее обозначение N_f). Рассмотрим сначала режим термоциклирования. Этот режим был изучен одним из первых, поскольку приборы первого поколения имели паяные контактные соединения, которые в условиях термоциклирования сравнительно быстро разрушались. Было установлено [1.2], что

$$N_f \equiv N_c = \Phi_c / (\Delta T)^m, \quad (8.6)$$

где Φ_c , m — константы, зависящие от типа СПП и диапазона циклирования; ΔT — перепад средней температуры за один цикл. Кроме степенной возможна и экспоненциальная зависимость величины N_c от ΔT [8.32]

$$N_c = N_c^0 \exp(-a \Delta T), \quad (8.7)$$

где N_c^0 и a — константы, зависящие от типа СПП.

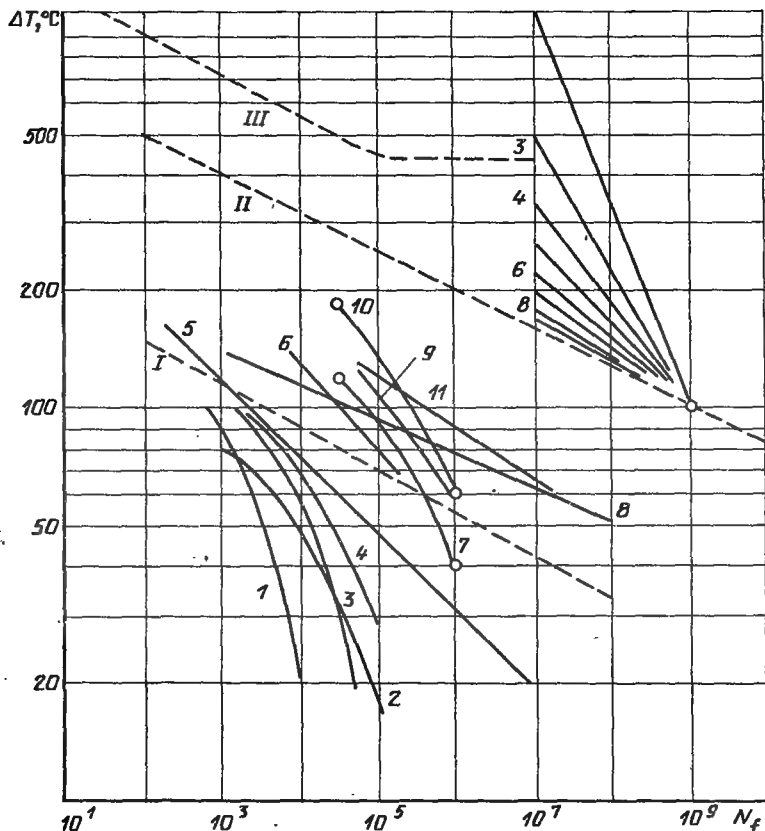


Рис. 8.9. Зависимость числа циклов до отказа от ΔT :

I — симисторы ТС141-63,80 и ТС142-63,80; 2 — оптотиристоры ТО2-40; 3 — диоды Д131-50, Д131-63, Д131-80; 4 — оптотиристоры ТО125-10 и ТО125-12,5; 5 — тиристоры [8.23, 8.33]; 6 — тиристоры быстродействующие ТБ2-160, ТБ3-200, ТБ-320, ТБ-400; 7 — тиристоры Т161-125, Т161-160, Т171-200, Т171-250, Т171-320; 8 — диоды [8.16]; 9 — диоды ДЛ161-200, ДЛ171-320; 10 — диоды Д141-100—Д171-400; 11 — тиристоры Т-630, Т-800, Т2-800, Т-1000; *I* — [8.40]; *II* — [8.41]; *III* — [8.42]

На рис. 8.9 представлены результаты работ [8.16, 8.23, 8.33] и данные некоторых каталогов на СПП. В связи с тем что рис. 8.9 построен в логарифмических координатах ($\log \Delta T - \log N_f$), в случае, когда выполняется (8.6), зависимость N_c от ΔT изображается прямой линией, в случае (8.7) — кривой. В работах [8.22, 8.34] предложены более сложные формулы, где число циклов до отказа зависит не только от ΔT , но и от ряда других факторов (например, от средней температуры структуры). Здесь мы не рекомендуем пользоваться этими более сложными формулами, так как входящие в них коэффициенты для большинства типов СПП неизвестны. На рис. 8.9 (вверху

справа) приведены прямые, наклон которых соответствует различным значениям параметра m (от 9 до 2). С помощью этих прямых можно определить наклон (т.е. значение m) для любой из приведенных на рис. 8.9 зависимостей.

Следует рассмотреть, как отказы в циклических режимах распределены во времени. Обычно для этого используют функцию плотности распределения $f(N)$. В общем случае переход от N к t невозможен, поскольку циклы могут следовать нерегулярно во времени. Для $f(N)$ известны две основные параметризации: логарифмически нормальная [8.10, 8.22, 8.35] и вейбулловская [8.23, 8.33]. Известна также работа [8.36], где при определении $f(N)$ использовано дисперсионное распределение Бернштейна. Подчеркнем еще раз, что в большинстве работ рассматривались СПП с паяными контактами. Для современных мощных СПП прижимной конструкции можно указать лишь на работы [8.35, 8.37].

В [8.35] показано, что для тиристоров Т2-320 функция $f(N)$ может быть описана логарифмически нормальным распределением с ненулевым параметром сдвига N_0 . Значение N_0 по данным [8.35] составило 2422 цикла для тиристоров, испытывавшихся при токе нагрузки 1200 А, и 8010 для тиристоров, испытывавшихся при токе 900 А. В [8.37] приведены данные, согласно которым приборы типа BSTR-15110 выдерживают без отказов 10 млн. циклов при амплитуде перепада температуры структуры, равной 55°С. Там же указано, что таблеточные тиристоры с диаметром шайбы 25 мм без ухудшения параметров выдерживают 240 000 циклов при $\Delta T = 95^\circ\text{C}$ (число испытанных приборов в [8.37] не приведено).

Теперь следует вернуться к формулам (8.6) и (8.7) и ответить на вопрос: какой характеристикой распределения является в этих формулах величина N_c ? Действительно, поскольку существует функция $f(N)$, то в выражениях подобного типа необходимо обязательно указывать, что именно понимается под величиной N_c : среднее значение, медиана распределения или его мода. Несмотря на то что в большинстве работ под N_c понимают среднее значение [8.23 и др.], в качестве ПН мы рекомендуем применять не $\bar{N}_c$, а медиану распределения — $\tilde{N}_c$ [8.3]. Причиной этого являются следующие обстоятельства. Во-первых, функция $f(N)$ во многих случаях существенно асимметрична. При этом среднее значение оказывается плохим показателем, так как дает искаженное представление о циклостойкости изделий. Например, если $f(N)$ соответствует логарифмически нормальному распределению, то ВБР для $N_c = \bar{N}_c$ при $\sigma = 1,7$ [8.10] составит 0,2 [$R(N) = 0,2$], т.е. такое число циклов выдержат всего лишь 20% СПП. Причиной этого оказывается увеличение $\bar{N}_c$ за счет вклада

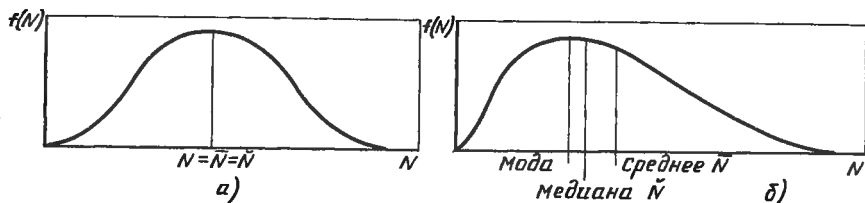


Рис. 8.10. Соотношение между модой, медианой и средним значением для симметричного (а) и асимметричного (б) распределений. [Мода—значение, соответствующее максимуму $f(N)$. Медиана—значение, соответствующее ВБР, равной 50% (площадь слева от медианы равна площади справа). Среднее значение— $\int f(N)NdN$]

(хотя и небольшого числа) очень стойких СПП. В то же время, если распределение близко к симметричному, то все равно, чем пользоваться в качестве ПН, так как среднее значение, медиана и мода близки между собой (на рис. 8.10 оба рассмотренных случая проиллюстрированы графически). Во-вторых, медиана в качестве ПН намного практичнее, чем среднее значение. В самом деле, для определения и подтверждения величины $\bar{N}$ надо довести до отказа все изделия, в том числе и самые стойкие. В то же время для определения и подтверждения величины $\bar{N}$ надо довести до отказа лишь 50% приборов. Это может существенно уменьшить время, необходимое для испытаний на надежность.

Обращает на себя внимание малочисленность данных по циклоустойкости СПП с прижимными контактами. Причиной этого является тот факт, что в связи с отказом от использования мягких припоев в конструкции СПП повысилась (см. выше) циклоустойкость СПП на несколько порядков. Такое существенное улучшение данного ПН было принято изготовителями и разработчиками приборов за полное снятие проблемы, вследствие чего работы в этом направлении прекратились, а сам параметр даже не попал в число приводимых в технических условиях и каталогах. Между тем циклоустойкость современных приборов хотя и велика, но бесконечна, и поэтому считать данную проблему решенной окончательно нельзя.

Рассмотрим режим импульсного циклирования. В более традиционной терминологии это тот режим, где существенна проблема (di/dt) -стойкости силовых тиристоров. Строго говоря, следует четко различать, о каком di/dt идет речь. Дело в том, что когда рассматривают любое разрушающее воздействие, то существуют две возможные схемы для отказа прибора:

а) прибор может выйти из строя при однократном приложении данного воздействия;

б) прибор может выйти из строя при многократном приложении данного воздействия.

В соответствии с этим в случае «а» целесообразно говорить о таком максимальном значении di/dt , которое СПП может выдержать лишь ограниченное число раз (в пределе — 1 раз). Будем называть это значение аварийным и обозначим его как $(di/dt)_M$. В случае «б» целесообразно говорить о таком максимальном значении di/dt , которое прибор выдержит в течение всего своего срока службы при приложении с предельно допустимой частотой. Назовем это значение повторяющимся $(di/dt) — (di/dt)_{RM}$. Вопрос о необходимости четко разграничивать эти величины в отечественной литературе независимо друг от друга был одновременно поставлен в работах [8.38, 8.39]. В [8.39] показано, что проблема di/dt -стойкости тиристоров — это, по существу, проблема надежности силовых тиристоров в тех режимах, где преобладают механизмы отказов, связанные с быстрым и локальным выделением энергии в окрестности управляющего электрода. При этом средняя температура структуры T_{JAV} может быть постоянной или слабоменяющейся функцией времени, а температура «горячей точки» (T_{hs}) совершает значительные колебания (ΔT_{hs}). Число импульсных циклов до отказа обозначим N_p . Величина N_p согласно данным работ [8.40—8.42] зависит от ΔT_{hs} в соответствии с выражением

$$N_p = \Phi_p / (\Delta T_{hs})^r, \quad (8.8)$$

где Φ_p и r — константы, зависящие от типа прибора. Графическое изображение результатов указанных работ дано на рис. 8.9 пунктиром (I—III). В [8.40] формула (8.8) приведена в следующем виде:

$$N_p = (270 / \Delta T_{hs})^{8,8}. \quad (8.9)$$

В работе [8.43] на основе одной из моделей длительной прочности [8.44] теоретически обосновано выражение, аналогичное (8.8). Другие полученные в [8.43] теоретические формулы использовать не будем, так как значения входящих в них констант неизвестны. Следует отметить еще две работы, посвященные проблеме (di/dt) -стойкости. В [8.45] показано, что снижение di/dt с 720 до 480 А/мкс увеличивает N_p для тиристоров типа Т-630 от 22 650 примерно до $9 \cdot 10^7$ циклов. В работе [8.46] приведены данные, показывающие зависимость числа циклов до отказа от величины di/dt для быстродействующих тиристоров типа ТБ143-320(400). Согласно этим данным аварийное di/dt для СПП этого типа близко к 38 кА/мкс.

Так же как и в случае с обычной циклостойкостью, необходимо указывать, что понимают под величиной N_p . По тем же причинам, какие изложены выше, в качестве ПН рекомендуем применять медианное число циклов до отказа

10 5 3 2 1 0,8 0,5 0,4 0,3 0,25 β

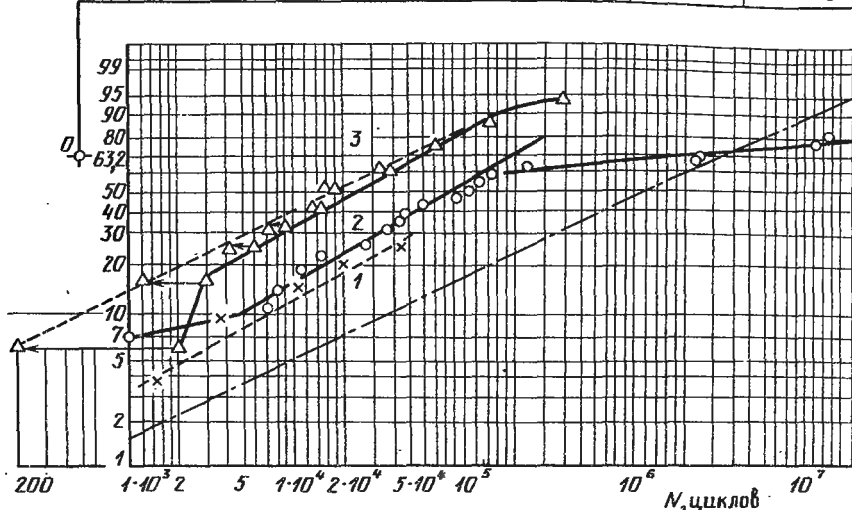


Рис. 8.11. Функции распределения вероятности отказов силовых тиристоров в режиме импульсного циклирования: 1—Т-630; 2—Т142-40-16; 3—Т-630 [8.45]; — — — расчет по ГОСТ 27.503-81

$\tilde{N}_p$. Данные о виде закона распределения величины $\tilde{N}_p$ в литературе практически отсутствуют. Лишь в [8.10] представлены результаты, согласно которым значение N_p для тиристоров типа Т-160 имеет логарифмически нормальное распределение. На рис. 8.11 приведены эмпирические функции распределения отказов СПП типов Т-630 (крестики) и Т142-40 (кружочки) в режиме импульсного циклирования при лабораторных испытаниях. Кроме того, там же нанесены (треугольники) данные работы [8.45]. Анализ рисунка показывает следующее. Наклоны эмпирических функций распределения для различных приборов очень близки, что дает основание предположить схожесть механизмов отказа у данных типов СПП в этом классе режимов. У приборов типа Т142-40-16 функция распределения наработки до отказа имеет явный излом при $N_p \gtrsim 1,5 \cdot 10^5$ циклов. Это означает, что в указанной области имеет место другой механизм отказов, чем при относительно малом числе циклов (то же, но в виде плавного изменения наклона, видно из данных работы [8.45]).

Следует заметить, что в работах [8.40—8.42, 8.45—8.47] отсутствуют данные, которые необходимы для точного понимания представленных результатов, т. е. не указаны либо планы испытаний, либо объемы выборок, либо критерии отказов, либо и то, и другое и т. д. Поэтому к этим данным следует относиться с известной осторожностью.

Рассмотрим режим, который назван режимом токовых перегрузок. Так же как и выше, можно задать два вопроса:

а) при какой амплитуде тока прибор выйдет из строя за один импульс?

б) сколько импульсов тока заданной амплитуды выдержит прибор?

Анализ литературы (см. [8.14]) показывает, что большинство работ, посвященных ударным токам СПП, направлено на решение первого вопроса. Физические процессы, приводящие к отказам СПП при многократном воздействии ударного тока, в настоящее время практически не изучены. Исследованию поведения силовых тиристоров в режимах токовых перегрузок посвящено лишь несколько экспериментальных работ [8.10, 8.48—8.51]. В [8.10] приведены результаты испытаний тиристоров типа Т-160. Показано, что функция плотности распределения отказов во времени удовлетворительно описывается суммой двух логарифмически нормальных кривых. В [8.49] исследовалась возможность прогнозирования числа импульсов тока заданной амплитуды, которое выдержат тиристоры до отказа. Заметим, что в зарубежной нормативно-технической документации существует ограничение на это число. Оно составляет несколько сотен импульсов [2.10]. Попытки построения модельных представлений о надежности СПП при многократном воздействии импульсов тока перегрузки предпринимались в работах [8.51, 8.52]. Вероятность безотказной работы в этом РЭ сильно зависит от амплитуды тока [8.48, 8.50], однако аналитический вид этой зависимости в настоящее время отсутствует.

Наконец, для тиристоров типа Т-630 одним из авторов обзора [8.14] показано, что в зависимости от сочетания таких параметров тиристоров, как r_T и $U_{во}$, можно с определенной вероятностью (см. [8.14]) прогнозировать СПП, выдерживающие 100 и более импульсов ударного тока без приложения напряжения.

8.3. МЕТОДЫ ОЦЕНКИ И КОНТРОЛЯ ПН СПП

Методы обработки экспериментальных данных. Задачей обработки статистических данных по надежности является либо определение вида и параметров закона распределения отказов, либо определение точечных и интервальных оценок какого-нибудь ПН, либо и то, и другое. При этом под оценкой понимают числовое значение ПН, определяемое по данным эксплуатации или испытаний. Здесь возможны два случая. В первом по некоторым данным находят численное значение того или иного ПН—в этом случае говорят о его точечной оценке. Во втором находят границы интервала, который

с определенной вероятностью «накрывает» неизвестное нам значение ПН—в этом случае говорят об его интервальной оценке. При этом следует различать две возможные ситуации. В первой из них нет никаких сведений о законе распределения отказов приборов. Этот случай называется непараметрическим, а применяемые для него формулы носят наиболее общий характер. Во втором случае закон распределения отказов известен, а соответствующие формулы для оценок называются параметрическими. Ниже рассмотрены методы непараметрических оценок, так как законы распределения отказов СПП, как правило, неизвестны. С методами нахождения оценок ПН в параметрическом случае можно ознакомиться по работе [8.53]. Рассмотрим сначала методы точечной оценки ПН. (Эти оценки принято обозначать «крышечкой» над соответствующим показателем.)

Для точечной оценки ВБР используют одно из следующих соотношений:

$$\hat{R}(t_i) = 1 - i/n \quad (8.10)$$

или [8.53]

$$\hat{R}(t_i) = 1 - i/(n+1), \quad (8.11)$$

$$\hat{R}(t_i) = (n - i + 0,7)/(n + 0,4), \quad (8.12)$$

где i —число отказов к моменту t_i ; n —объем выборки (т. е. число изделий).

Выражение (8.10) следует применять для выборок большого объема, а (8.11) или (8.12)—для малых выборок. Вопрос о том, какую выборку считать большой, а какую—малой, не имеет строгого решения. Можно рекомендовать считать выборку малой, если $n \lesssim 30 \div 50$. Во всех случаях для оценки ИО можно применять следующую формулу [8.53]:

$$\hat{\lambda}(t_i) = [\hat{R}(t_i) - \hat{R}(t_{i+1})]/(t_{i+1} - t_i) \hat{R}(t_i). \quad (8.13)$$

Интенсивность отказов можно оценивать и не вычисляя ВБР, а непосредственно по экспериментальным данным. В этом случае необходимо использовать соотношение

$$\hat{\lambda}(t_i \leq t_i \leq t_{i+1}) = \frac{d(t_{i+1}) - d(t_i)}{[n - d(t_i)](t_{i+1} - t_i)}, \quad (8.14)$$

где $d(t_i)$ и $d(t_{i+1})$ —число отказов в моменты t_i и t_{i+1} . Средняя наработка до отказа оценивается по формуле

$$\bar{t} = \left[\sum_{i=1}^d t_i + (n - d) t_0 \right] / n, \quad (8.15)$$

где d —число отказавших за время испытаний t_0 СПП.

Наконец, γ -процентные показатели оцениваются исходя из формулы

$$[n(\hat{t}_i) + 1]/n \leq 1 - \gamma/100,$$

где $n(\hat{t}_i)$ — число приборов, отказавших до момента $\hat{t}_i$.

Пример 8.1. I. Определение точечных оценок для ВБР и ИО.

а) Пусть при испытаниях 20 тиристоров в течение 1000 ч наблюдались 2 отказа. Требуется по этим данным оценить ВБР и ИО.

Решение. В соответствии с формулой (8.11) имеем $i=2$, $n=20$, откуда

$$1 - i/(n+1) = 1 - 2/21 \approx 0,905,$$

т. е. $\hat{R}(1000) = 0,905$. Для ИО по формуле (8.14) $t_{i+1} = 1000$, $t_i = 0$, $d(t_{i+1}) = 2$, $d(t_i) = 0$, откуда

$$\hat{\lambda} = 2/(20 \cdot 1000) = 1 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч},$$

т. е. $\hat{\lambda}(0 \leq t \leq 1000 \text{ ч}) = 1 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}$. Можно убедиться в том, что по формуле (8.13) мы бы получили $\hat{\lambda} = 0,95 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}$ [$\hat{R}(t_i) = 1$, $\hat{R}(t_{i+1}) = 0,905$]. Различие между полученными значениями вызвано тем, что для оценки ВБР было использовано (8.11), а не (8.10). Если считать $\hat{R}$ по (8.10), то значения ИО, вычисленные обоими способами, совпадут.

б) Пусть по данным эксплуатации известно, что из 5000 тиристоров за 1000 ч отказали 475. Оценим ВБР и ИО.

Решение. В соответствии с формулой (8.10) $\hat{R}(1000 \text{ ч}) = 1 - 475/5000 \approx 0,905$. Для ИО по формуле (8.14) находим

$$\hat{\lambda} = 475/(5000 \cdot 1000) = 0,95 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}.$$

Отметим, что в обоих рассмотренных случаях получено одно и то же значение ВБР и ИО, но в случае «а» — на основании испытаний 20 шт. тиристоров, в случае «б» — на основании данных эксплуатации 5000 шт. тиристоров. Однако разный объем исходной статистической информации на точечных оценках никак не отражается. В то же время интуитивно ясно, что степень доверия к результату в случае «б» гораздо выше, чем в случае «а». Поэтому кроме точечной оценки всегда желательно указать интервал значений, который с достаточной большой вероятностью «накрывает» неизвестное нам значение ПН. Пусть речь идет о ВБР. Тогда необходимо по соответствующим данным найти нижнюю $\hat{R}_н$ и верхнюю $\hat{R}_в$ границы ВБР и указать, с какой вероятностью интервал $[\hat{R}_н, \hat{R}_в]$ накрывает неизвестное нам значение R :

$$\Pr \{ \hat{R}_н < R < \hat{R}_в \} = P^*.$$

Верхняя доверительная граница для ВБР определяется из уравнения

$$\Pr \{x \leq d | R_n\} = \sum_{x=0}^n C_n^x (1 - R_n)^x R_n^{n-x} = 1 - P_n^*, \quad (8.16)$$

где x — число отказов, возможное при испытаниях n элементов (т. е. $x=0, 1, 2, \dots, n$); d — фактически полученное число отказов; C_n^x — число сочетаний из n по x ; P_n^* — доверительная вероятность для верхнего доверительного предела. Аналогично имеем

$$\Pr \{x \geq d | R_n\} = \sum_{x=d}^n C_n^x (1 - R_n)^x R_n^{n-x} = 1 - P_n^*, \quad (8.17)$$

где P_n^* — доверительная вероятность для нижнего доверительного предела. Если устанавливаются совместно оба предела, то общая доверительная вероятность

$$P^* = P_n^* + P_n^* - 1. \quad (8.18)$$

Уравнения (8.16), (8.17) называют уравнениями Клоппера — Пирсона. Они отвечают биномиальной схеме испытаний. Эта схема применяется тогда, когда неизвестен закон распределения отказов и принимается лишь одно допущение: вероятность отказа или ВБР для каждого СПП (элемента) одинакова. Аналитического решения эти уравнения не имеют. Их численные решения табулированы во многих руководствах [8.54, 8.55]. Кроме того, разработана номограмма [8.56], позволяющая с достаточной точностью находить решения этих уравнений в большинстве случаев, представляющих практический интерес. Кроме [8.56], номограмма подробно описана в [8.57; (§ 8.13, гл. 19)]. Один из вариантов этой номограммы показан на рис. 8.12. Вернемся к примеру 8.1 и найдем для него доверительные границы для ВБР с доверительной вероятностью $P^* = 0,9$.

II. Определение интервальных оценок для ВБР и ИО.

Решение. а) Из уравнения (8.18) для $P^* = 0,9$, полагая $P_n^* = P_n^*$, находим $P_n^* = P_n^* = (1 + P^*)/2 = (1 + 0,9)/2 = 0,95$.

На сетке номограммы находим две точки: A и B . Точка A имеет координаты $n=20$ и $d=3$, точка B — $n=20$ и $d-1=2$. Через точку A и точку $0,05 (1 - P_n^*)$ на правой шкале проведем прямую линию, которая пересечет левую шкалу в точке $\hat{q}_n = 0,345$, откуда $\hat{R}_n = 1 - \hat{q}_n = 0,655$. Через точку B и точку $0,95 (P_n^*)$ проведем другую прямую, которая пересечет левую шкалу в точке $\hat{q}_n = 0,044$, откуда $\hat{R}_n = 0,956$. Таким образом, случайный интервал $[0,655; 0,956]$ накрывает истинное значение ВБР с вероятностью 90%. По найденным значениям $\hat{R}$ легко находятся и доверительные границы для ИО. Применяя формулу (8.13) с учетом того, что $\hat{R}(t_i) = 1$, и подставляя вместо $\hat{R}(t_{i+1})$ то $\hat{R}_n$, то $\hat{R}_b$, получаем

$$\Pr \{\hat{\lambda}_n = 0,44 \cdot 10^{-4} 1/\tau < \lambda < 3,45 \cdot 10^{-4} 1/\tau = \hat{\lambda}_b\} = 0,9.$$

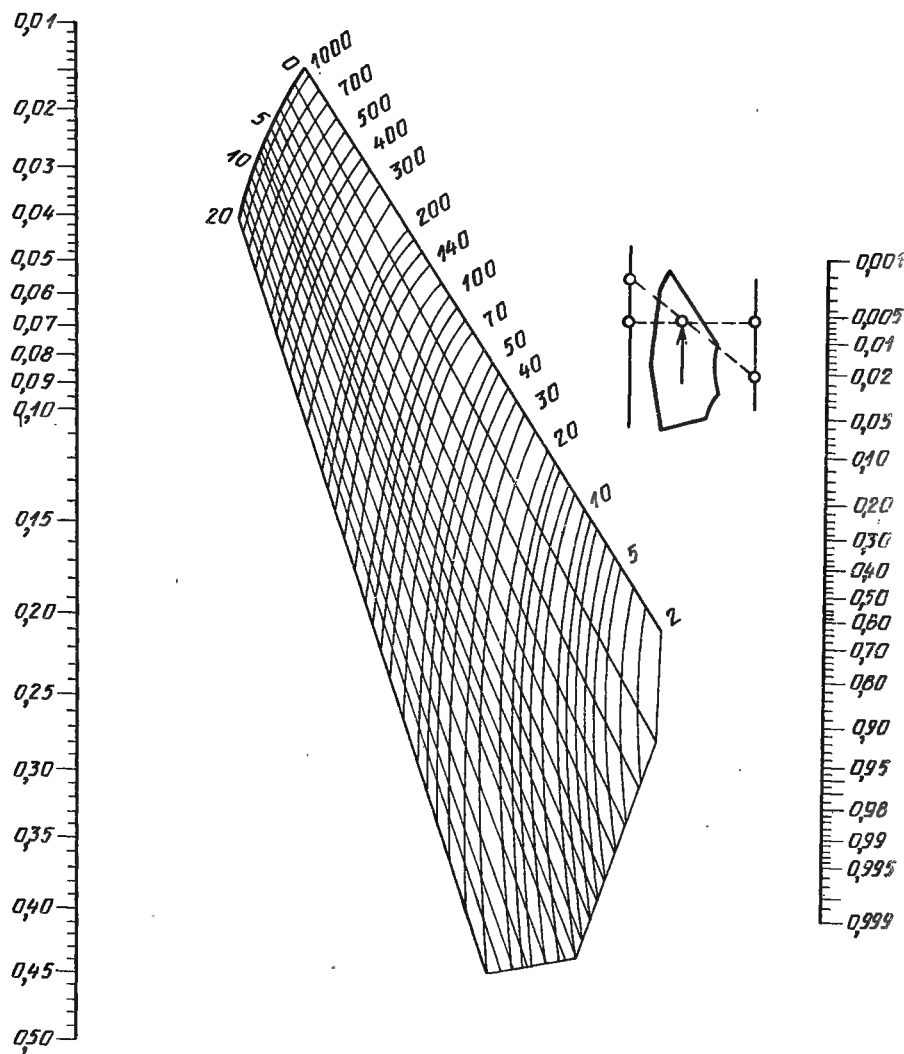


Рис. 8.12. Номограмма биномиального распределения $P\{m \leq c\} =$

$$= \sum_{m=0}^n \frac{n!}{m!(n-m)!} p^m (1-p)^{n-m}$$

Как и следовало ожидать, значение точечной оценки и для ВБР, и для ИО находится внутри полученного интервала.

б) Так же как и в случае «а», из $P^* = 0,9$ следует $P_n^* = P_v^* = 0,95$. Номограммой в этом случае воспользоваться нельзя, так как n и d очень велики (5000 и 475 соответственно). Вероятность отказа $\hat{F}$, равная $(1 - \hat{R})$, составляет 0,095. В связи

с тем что это значение меньше 0,1, хорошим приближением к биномиальному распределению явится распределение Пуассона [8.2], причем в качестве параметра μ_0 этого распределения берется величина $n\hat{F}$, т. е. $\mu_0 = 475$. Хотя уравнение Пуассона также табулировано почти во всех книгах по надежности, таблиц с таким большим значением μ_0 найти практически невозможно. Однако для $\mu_0 > 30$ распределение Пуассона можно заменить [8.2] на нормальное с параметрами $\mu = 475$ и $\sigma = \sqrt{\mu_0} \approx 21,8$. Введем нормированную нормальную переменную:

$$z = \frac{x - \mu}{\sigma} = \frac{x - 475}{21,8}.$$

Для нормированной переменной z находим по таблицам нормального распределения такое значение z_1 , для которого $\Pr\{z \geq z_1\} = 0,05$ ($1 - P^*$): $z_1 \approx 1,64$. Из-за симметрии нормального распределения другой границе будет отвечать $z_2 = -1,64$. Следовательно, имеем

$$z_{1,2} = \pm 1,64 = (x - 475)/21,8,$$

откуда $x_1 \approx 510,75$ и $x_2 \approx 439,25$. Разделив полученные значения на $n = 5000$, находим нижнюю и верхнюю границы для вероятности отказа, откуда

$$\hat{R}_n \approx 0,90 \text{ и } \hat{R}_b \approx 0,91.$$

Соответственно для ИО

$$\hat{\lambda}_n = 0,9 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч и } \hat{\lambda}_b = 1 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч,}$$

т. е. окончательно

$$\Pr\{0,9 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч} < \lambda < 1 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч}\} = 0,9.$$

Результаты расчета в случаях «а» и «б» показаны на рис. 8.13.

Перейдем к более сложной задаче — определению вида и параметров закона распределения отказов. Математики разработали ряд методов, позволяющих более или менее успешно решать эту задачу. С ними можно ознакомиться, например, в книге [8.53]. Ниже приведен лишь один метод решения, а именно графический. Его основным достоинством является то, что он позволяет отсеять формально

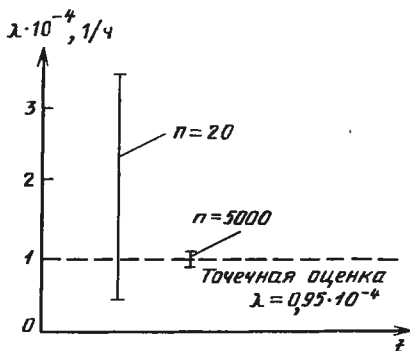


Рис. 8.13. Точечная оценка и доверительный интервал для выборок различного объема (1—90%-ный доверительный интервал)

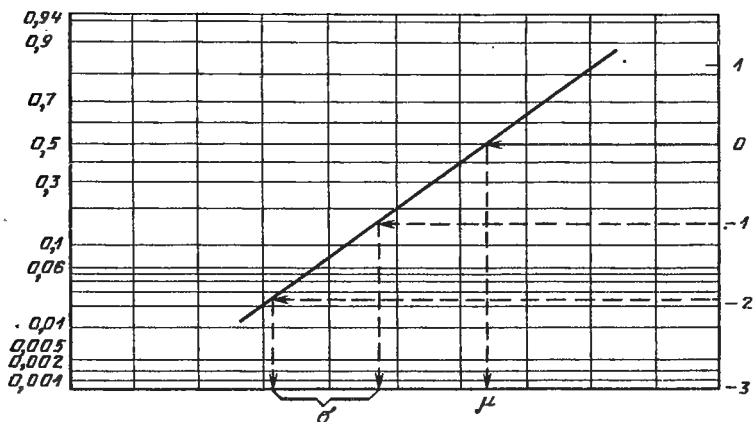


Рис. 8.14. Нормальное распределение (ось абсцисс: равномерная шкала, $\sigma=33$ мм; ось ординат: шкала — функция Гаусса, $y[\Phi(1)]=25$ мм)

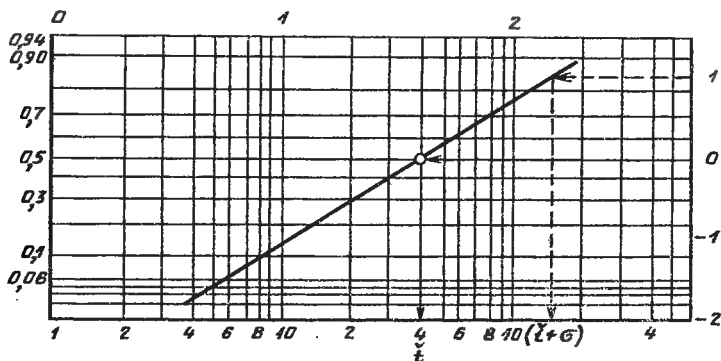


Рис. 8.15. Логарифмически нормальное распределение (ось абсцисс: шкала — логарифмическая, $x=70 \lg(t/t)$ мм; ось ординат: шкала — логарифмически нормальная, $y[\Phi(1)]=25$ мм)

правдоподобные, но по сути ошибочные решения. Идея графического метода заключается в том, что функция распределения отказов, отвечающая определенному закону, в правильно подобранных масштабах по оси абсцисс и ординат изображается прямой линией. Выбор необходимых масштабов по осям означает построение соответствующей вероятностной бумаги. Бумага носит название того закона распределения, который изображается на ней прямой линией. На рис. 8.14—8.16 приведены сетки вероятностной бумаги для нормального, логарифмически нормального и вейбулловского распределений. Следует иметь в виду, что прежде чем использовать готовую вероятностную бумагу, надо проанализировать имеющиеся

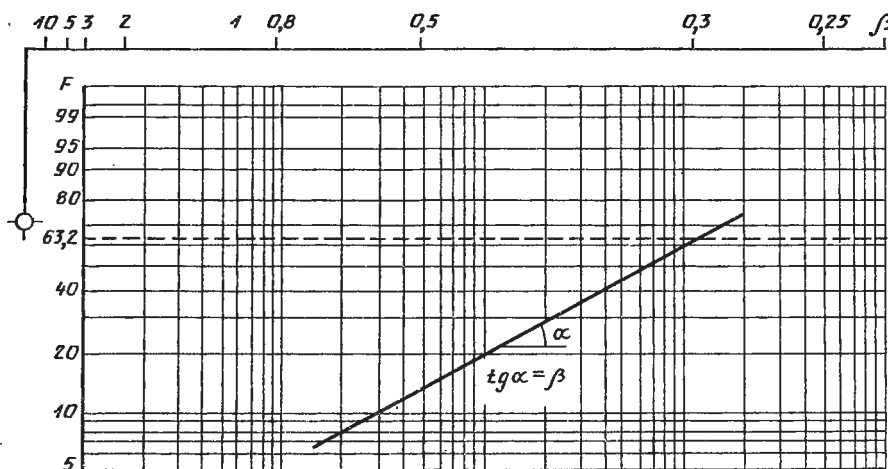


Рис. 8.16. Распределение Вейбулла (ось абсцисс: шкала — логарифмическая, ось ординат: шкала — двойная логарифмическая, $x = 50 \lg(t/t_{\min})$; $y = 20 \ln[-\ln(1-F)]$ мм)

экспериментальные данные с точки зрения целесообразности их нанесения в данном масштабе. Если анализ показывает, что имеющиеся значения, например, не укладываются по одной из осей или, наоборот, оказываются чрезмерно сжатыми, то надо расчертить вероятностную бумагу с иным, удобным для данного случая масштабом. Для этого следует воспользоваться уравнениями шкал, приведенными на рис. 8.14—8.16.

Рассмотрим два конкретных примера, на которых еще раз продемонстрируем применение изложенных методов. В табл. 8.3 в первых четырех колонках приведены результаты испытаний тиристоров типа Т10-25 на надежность. Длительность испытаний составила 1000 ч. Объем партии равнялся 42 шт.

Пример 8.2. Обработка экспериментальных данных.

а) Точечная оценка ВБР и ИО. Определим по данным табл. 8.3 ВБР и ИО тиристоров данного типа при $t=1000$. В связи с тем что из 42 приборов за 1000 ч отказал 21, по формуле (8.10) имеем

$$\hat{R}(1000) = 1 - 21/42 = 0,50.$$

По формулам (8.11) и (8.12) ВБР была бы равна 0,51 и 0,51, т. е. различие заключается во втором знаке после запятой. Для ИО по формуле (8.13) имеем

$$\hat{\lambda}(1000) = 0,5/(1000 \cdot 1) = 5 \cdot 10^{-4} \text{ 1/ч.}$$

Таблица 8.3. Данные об отказах тиристоров Т10-25 при 1000-часовых испытаниях на надежность, $n=42$

Порядко- вый но- мер при- бора	Порядко- вый но- мер отка- за i	Момент отказа t_p , ч	Вид отказа	Медианный ранг F_i , %	ВБР R_i	ИО λ_p , 1/ч
47	1	0,17	Пробой	1,637 (1,65)	0,9836	$9,6 \cdot 10^{-2}$
30	2	3,25	»	3,964 (4,00)	0,9604	$7,7 \cdot 10^{-3}$
17	3	37,4	Не упр. ¹	6,316	0,9368	$7,2 \cdot 10^{-4}$
21	4	48	Пробой	8,673	0,9133	$2,4 \cdot 10^{-3}$
42	5	51	»	11,033	0,8897	$8,6 \cdot 10^{-3}$
36	6	90,3	»	13,393	0,8661	$6,9 \cdot 10^{-4}$
4	7	170	$\downarrow U_R^2$	15,754	0,8425	$3,4 \cdot 10^{-4}$
74	8	250	»	18,115	0,8188	$3,5 \cdot 10^{-4}$
13	9	336	Разгерм. ³	20,477	0,7952	$3,4 \cdot 10^{-4}$
19	10	350	$\downarrow U_R$	22,838	0,7716	$2,1 \cdot 10^{-3}$
2	11	370	»	25,200	0,748	$1,5 \cdot 10^{-3}$
72	12	450	»	27,562	0,7244	$3,9 \cdot 10^{-4}$
44	13	484	Не упр.	29,924	0,7008	$9,6 \cdot 10^{-4}$
25	14	525	$\downarrow U_R$	32,285	0,6771	$8,2 \cdot 10^{-4}$
3	15	640	»	34,647	0,6538	$3,0 \cdot 10^{-4}$
40	16	680	»	37,009	0,6299	$9,1 \cdot 10^{-4}$
51	17	730	»	39,371	0,6063	$7,5 \cdot 10^{-4}$
38	18	750	»	41,733	0,5827	$3,9 \cdot 10^{-3}$
43	19	750	»	44,095	0,5590	
39	20	900	»	46,457	0,5354	$2,8 \cdot 10^{-4}$
20	21	930	»	48,819	0,5118	$1,5 \cdot 10^{-3}$

¹ Потеря управляющей способности.

² Параметрический отказ: снижение напряжения загиба в обратном направлении при $T_j=25^\circ\text{C}$ более чем на 300 В.

³ Разгерметизация корпуса тиристора.

б) Доверительные интервалы для ВБР и ИО ($P^*=0,9$). По номограмме (см. рис. 8.12), используя описанный выше алгоритм, находим $\hat{q}_n \approx 0,37$, $\hat{q}_b \approx 0,65$, откуда $\hat{R}_n \approx 0,35$ и $\hat{R}_b \approx 0,63$. Из этих значений получаем для ИО $\lambda_n \approx 6,5 \cdot 10^{-4} 1/\text{ч}$ и $\lambda_b \approx 3,7 \cdot 10^{-4} 1/\text{ч}$. Точные значения доверительного интервала по таблицам 5%- и 95%-ных рангов из [8.53, приложение 8] составляют $\hat{R}_n=0,365$ и $\hat{R}_b=0,613$, т. е. номограмма дает значения, очень хорошо согласующиеся с точными.

в) Построение эмпирической функции распределения отказов. В пятой колонке табл. 8.3 приведены числа, названные медианным рангом (в %). Эти числа взяты из таблиц, приведенных в [8.53, приложение 8]. Они представляют собой вероятность отказа, посчитанную по весьма громоздким формулам бета-распределения. Хорошим приближением к этим формулам является равенство (8.12), которое и было выше рекомендовано для расчетов. В скобках для первых двух отказов приведены значения F_i , рассчитанные по (8.12). Другими словами, если под руками есть готовые таблицы и там есть

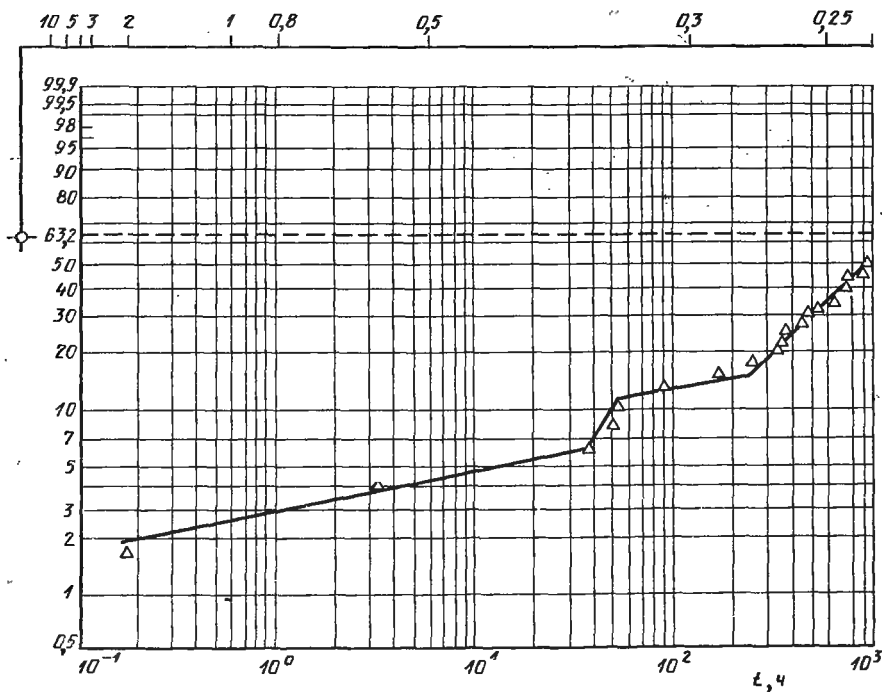


Рис. 8.17. Построение эмпирической функции распределения отказов тиристоров типа Т10-25 при 1000-часовых испытаниях на надежность

нужный объем выборки, то значения вероятности отказа берут прямо из таблиц¹. Если под руками таблиц нет, то надо рассчитать значения F по одной из формул (8.10)—(8.12). Следующий шаг состоит в нанесении точек на вероятностную бумагу. Какую именно взять бумагу, зависит от наличия или отсутствия предварительной информации о виде закона распределения. Если он неизвестен, то следует начинать с бумаги weibullовского распределения. Дело в том, что оно весьма универсально и включает некоторые другие распределения (например, экспоненциальное—это частный случай weibullовского с $\beta=1$). Кроме того, при объемах выборок до нескольких сотен логарифмически нормальное распределение практически неотлично от weibullовского. Далее наносим точки эмпирической функции. Первая точка имеет абсциссу, равную

¹ Именно поэтому в табл. 8.3 для функций F и R приведено так много значащих цифр. Если бы мы считали соответствующие вероятности по формулам, то следовало бы ограничиться максимум тремя значащими цифрами.

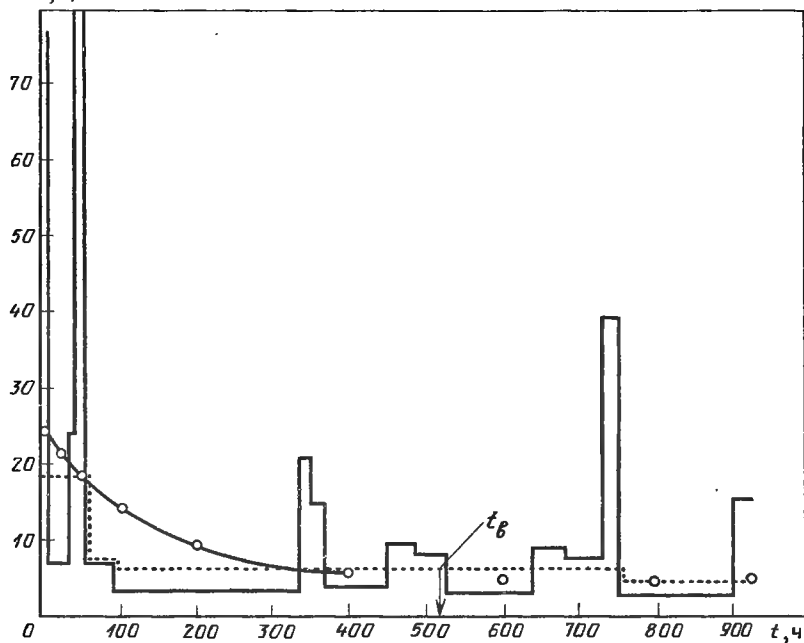


Рис. 8.18. Построение эмпирической функции ИО при 1000-часовых испытаниях тиристоров типа Т10-25 на надежность:

— эмпирическая функция ИО; — сглаженная функция ИО; —○— аналитическая аппроксимация сглаженной функции ИО

первой наработке до отказа (в нашем примере 0,17 ч), и ординату, равную медианному рангу первого отказа ($1,6\% = 0,016$). Вторая точка будет иметь абсциссу 3,25 ч, ординату 0,04 и т. д. После того как нанесем на вероятностную бумагу последний отказ, построение эмпирической функции распределения будет закончено (рис. 8.17). Из рис. 8.17 видно, что в данном случае экспериментальные точки не ложатся на прямую линию, т. е. распределение отказов не описывается законом Вейбулла. Поэтому продолжим обработку данных табл. 8.3. Для этого есть два пути. Один — пробовать описать те же данные каким-либо другим законом из числа приведенных в табл. 8.1, или изобрести новый вид закона распределения отказов, или, наконец, описать экспериментальные данные суперпозицией стандартных законов. Второй и более распространенный путь — эмпирический. В соответствии с ним сначала следует построить функцию ИО.

г) Построение эмпирической функции ИО. Чтобы построить функцию $\lambda(t)$, воспользуемся формулой (9.13) и данными шестой колонки в табл. 8.3. Вычисленные значения ИО при-

ведены в седьмой колонке табл. 8.3. Они же нанесены на рис. 8.18, причем значение λ_i наносится в виде отрезка, параллельного оси абсцисс и ограниченного точками t_{i-1} и t_i . То, что мы видим на рис. 8.18, представляет собой типичную картину эмпирической функции ИО. Дальнейший анализ должен дать ответ на вопрос: имеется ли у функции интенсивности тенденция к уменьшению или нет?

Если такая тенденция имеется, то эмпирические данные сначала сглаживают, а затем приближают какой-либо аналитической зависимостью (например, методом наименьших квадратов подбирают параметры распределения Макегама). Процедура проверки наличия изменения интервалов между отказами изложена в книге [8.58, с. 325], а применительно к проверке наличия изменения ИО СПП — в [8.11]. Если же тенденция к уменьшению (или увеличению) функции интенсивности отсутствует, то находят среднюю на всем интервале ИО (т. е. аппроксимируют реальное распределение отказов экспоненциальным законом) (см. табл. 8.1).

Рассмотрим оба эти случая подробно, так как кроме общей задачи обработки экспериментальных данных те же самые процедуры используются при определении наличия или отсутствия периода проработки.

д) Статистическая проверка применимости экспоненциального закона. Излагаемый ниже критерий [8.53] называется критерием Бартлетта. Для его применения необходимо вычислить следующую статистику¹:

$$B_r = \frac{2r \left[\ln(t_r/r) - \left(\sum_{i=1}^r \ln t_i \right) / r \right]}{1 + (r+1)/6r},$$

где t_i — наработка до отказа; r — число отказов; $t_r = \sum_{i=1}^r t_i$. Из

данных третьей колонки табл. 8.3 имеем $r=21$, $t_r = \sum_{i=1}^{21} t_i = 8545,12$

и $\sum_{i=1}^{21} \ln t_i = 108,588$, откуда

$$B_r = \frac{2 \cdot 21 [\ln(8545,12/21) - (108,588/21)]}{1 + 22/(6 \cdot 21)} = \frac{35,18}{1,175} = 29,94.$$

Выберем уровень значимости α равным 0,2. Это означает, что вероятность того, что мы отвергнем гипотезу об экспоненциальном законе, когда она верна, составляет 20%. При

¹ Статистикой называют любую функцию эмпирических данных, представляющих случайные величины.

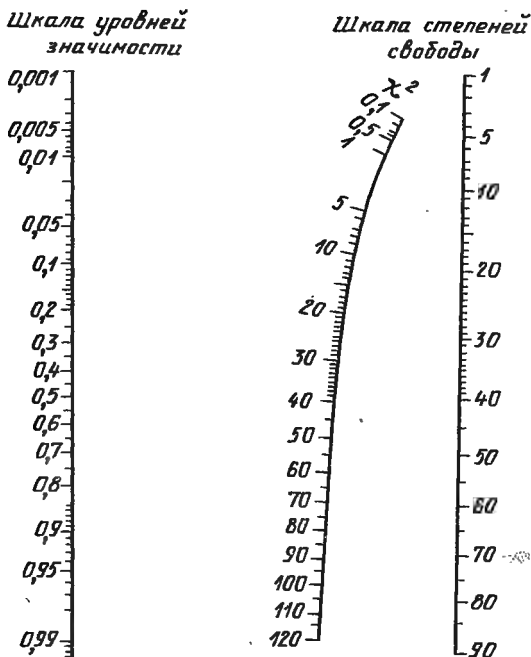


Рис. 8.19. Номограмма χ^2 -распределения

допущении об экспоненциальном распределении статистика B_r имеет χ^2 распределение с $r-1$ степенями свободы. Это распределение часто встречается и в задачах теории надежности, и в задачах математической статистики, и поэтому его можно найти практически в любой книге по этим дисциплинам, например в [8.59]. В частности, из табл. 2.2а книги [8.59] следует, что для 20 степеней свободы $\chi^2_{0,90;20} = 12,44$ и $\chi^2_{0,10;20} = 28,4$. В связи с тем что найденное нами значение критерия B_r не лежит между этими числами, гипотеза об экспоненциальном законе должна быть отвергнута. В случае отсутствия таблиц χ^2 -распределения можно воспользоваться номограммой, взятой из [8.13] и представленной на рис. 8.19. Соединяя прямыми линиями точку 20 на правой шкале с точками 0,1 и 0,9 на левой шкале, на пересечении этих прямых с криволинейной шкалой χ^2 читаем ответы: $\chi^2_{0,90;20} \approx 13$ и $\chi^2_{0,10;20} \approx 28,5$. (Как видим из этих ответов, точность номограммы вполне приемлема.)

Имеет смысл остановиться на одном принципиальном моменте. Если выбрать другое значение уровня значимости, то получим другие границы для нашей статистики, и, возможно, другой окончательный вывод. В частности, для данного конкретного случая при $\alpha = 0,1$ экспериментальные данные уже не противоречат гипотезе об экспоненциальном распреде-

лении. В таком случае следует повторить проверку наличия тенденции изменения ИО каким-либо другим способом. В частности, можно воспользоваться непараметрическим критерием Манна, изложенным в [8.58]. Чтобы его продемонстрировать, обратимся к табл. 8.4. Ее первые три колонки воспроизводят вторую, третью и седьмую колонки из табл. 8.3. Теперь необходимо вычислить L_i — число случаев, когда более ранняя наработка между отказами Δt_i меньше одной из более поздних¹, при этом, если две наработки равны, то к значению L_i прибавляется 1/2. Имеем: $L_i = 19 + 17 + 10 + 15 + 15 + 9 + 5 + 3,5 + 2 + 10 + 8,5 + 2 + 5 + 3 + 1 + 2 + 1 + 2 + 2 = 132$ (поясним, как считается L_i , например, на третьем члене суммы. Берем $\Delta t_3 = 34,815$ и считаем число неравенств $\Delta t_3 < \Delta t_j$, где $j > 3$. Имеем: 34,15 меньше 39,3; 79,7; 80; 86; 80; 41; 115; 40; 50; 150, итого число таких неравенств равно 10). Если гипотеза об экспоненциальном распределении (т. е. об отсутствии тенденции к изменению ИО) справедлива, то случайная величина L_i имеет асимптотически нормальное распределение с математическим ожиданием

$$M(L_i) = d(d-1)/4$$

и дисперсией

$$\sigma^2(L_i) = [(2d+5)M(L_i)]/18,$$

где d — число отказов.

Статистическим критерием в методе Манна является величина

$$Z_i = [L_i + 0,5 - M(L_i)] / \sigma(L_i).$$

Гипотеза принимается с уровнем значимости α , если значение Z , вычисленное по опытным данным $Z_{\text{набл}}$, меньше $Z_{\text{крит}}$, где критическое значение находится из условия

$$\Pr \{Z > Z_{\text{крит}}\} = \alpha.$$

В данном конкретном случае имеем ($d=21$): $L_i = 132$, $M(L_i) = 21 \cdot 20/4 = 105$, $\sigma^2(L_i) = (2 \cdot 21 + 5) \cdot 105/18 = 274,167$, $\sigma(L_i) = 16,558$, $Z_{\text{набл}} = (130 + 0,5 - 105)/16,558 \approx 1,66$. Для уровня значимости $\alpha = 0,1$ значение $Z_{\text{крит}} = 1,28$ (по таблицам нормального распределения). Следовательно, гипотеза об экспоненциальном распределении должна быть отвергнута. В связи с тем что этот вывод получен двумя различными способами, то имеем несколько большую уверенность в его справедливости. Поэтому можно перейти к следующему этапу обработки — аналитической аппроксимации эмпирических данных.

¹ В связи с тем что в данном случае вычислены значения λ_i и $\lambda_i \sim (\Delta t_i)^{-1}$, можно вычислить L_i сразу по значениям λ_i (с учетом изменения знака неравенств). Продемонстрируем методику работы с наработками как более общий случай.

Таблица 8.4. Методика сглаживания функции ИО

Номер отказа i	Момент отказа $t_i, \text{ ч}$	$\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$	ИО $\lambda_i, 1/\text{ч} \times 10^{-3}$	
1	0,17	0,17	96	96
2	3,25	3,08	7,7	7,7
3	37,4	34,15	0,72	1,95
4	48	10,6	2,4	
5	51	3,0	8,6	
6	90,3	39,3	0,69	
7	170	79,7	0,34	0,38
8	250	80	0,35	
9	336	86	0,34	
10	350	14	2,1	
11	370	20	1,5	0,63
12	450	80	0,39	
13	484	34	0,96	
14	525	41	0,82	
15	640	115	0,3	0,64
16	680	40	0,91	
17	730	50	0,75	
18	750	20	3,9	
19	750	0	0,28	0,47
20	900	150	1,5	
21	930	30		

е) Сглаживание функции интенсивности и аппроксимация эмпирических данных по методу наименьших квадратов. Для того чтобы построить сглаженную функцию ИО, необходимо получить убывающую последовательность значений λ_i на всех интервалах Δt_i . Для этого в том случае, когда последующее (i -е) значение больше предыдущего $[(i-1)\text{-го}]$ в интервале от t_{i-1} до t_{i+1} проводят усреднение. Тогда новое значение ИО (λ'_i) равно:

$$\lambda'_i = \frac{2}{1/\lambda_{i-1} + 1/\lambda_i}.$$

Таким образом, если после значения 0,72 (см. табл. 8.4) идет 2·4 (множитель 10^{-3} опущен), то $2/(1/0,72 + 1/2,4) = 2/(1,806) = 1,1$. Повторяя далее эту операцию (все вычисления подробно расписаны в табл. 8.4), добиваемся того, что в последней (правой) колонке значений ИО получаем убывающую последовательность, которая изображена на рис. 8.18 точечным пунктиром. (Заметим, что можно усреднять не только попарно, но и большее число значений [8.11].) При выполнении этой процедуры необходимо тщательно следить за интервалом, на котором проводят усреднение. В табл. 8.4 этот интервал фиксировался фигурными скобками.

Таблица 8.5. Аппроксимация ИО по методу наименьших квадратов

k	t_i , ч	λ_i^* , $1/(ч \cdot 10^{-3})$	y_i	$t_i y_i$	t_i^2
1	1,75	7,7	1,98	3,45	3,06
2	27	1,95	0,39	10,53	729
3	71	0,69	-1,51	-107,2	5041
4	420	0,64	-1,77	-743,4	176 400
5	840	0,47	-5,52	-4636	705 600
$\Sigma \approx 1360$			-6,43	-5473,4	887 773

Следуя рекомендациям [8.60], будем относить полученные значения ИО (λ_i^*) к серединам соответствующих интервалов времени. Это приводит от данных табл. 8.4 к величинам, представленным во второй и третьей колонках табл. 8.5. [Самое большое значение ИО $96 \cdot 10^{-3} 1/ч$ здесь опущено, так как либо оно не помещается на графике функции $\lambda(t)$, либо все остальные значения становятся ненаглядными.] Чтобы аппроксимировать полученную в третьей колонке убывающую последовательность значений ИО распределением Макегамы, применяют следующие уравнения [8.30]:

$$\hat{\xi} = \frac{\lambda_a \lambda_b - \lambda_c^2}{\lambda_a + \lambda_b - 2\lambda_c};$$

$$\hat{\alpha} = \frac{\sum_{i=1}^d t_i \sum_{i=1}^d y_i - d \sum_{i=1}^d t_i y_i}{d \sum_{i=1}^d t_i^2 - \left(\sum_{i=1}^d t_i \right)^2};$$

$$\ln \hat{\delta} = \frac{\sum_{i=1}^d t_i^2 \sum_{i=1}^d y_i - \sum_{i=1}^d t_i y_i \sum_{i=1}^d t_i}{d \sum_{i=1}^d t_i^2 - \left(\sum_{i=1}^d t_i \right)^2},$$

где $y_i = \ln(\lambda_i^* - \hat{\xi})$. Для определения значений λ_a , λ_b и λ_c необходимо взять абсциссу одной из первых точек на графике $\lambda(t) - t_a$ и абсциссу одной из последних точек — t_b . Тогда $t_c = (t_a + t_b)/2$. Ординатами этих точек и будут значения λ_a , λ_b и λ_c . В данном конкретном примере мы взяли $t_a = 3,25$ и $t_b = 930$ ч. Тогда $t_c \approx 467$ ч. Соответствующие значения ИО: $\lambda_a = 7,7 \cdot 10^{-3}$, $\lambda_b = 0,47 \cdot 10^{-3}$ и $\lambda_c = 0,64 \cdot 10^{-3} 1/ч$. Дальнейшие промежуточные вычисления приведены в табл. 8.5. В итоге получаем $\hat{\xi} = 0,466 \cdot 10^{-3} 1/ч$, $\hat{\alpha} = 7,2 \cdot 10^{-3} 1/ч$, $\hat{\delta} \approx 2 \cdot 10^{-3} 1/ч$. Следовательно,

$$\lambda^*(t) = 2 \cdot 10^{-3} \exp(-7,2 \cdot 10^{-3} t) + 0,47 \cdot 10^{-3}. \quad (8.19)$$

Теоретическая кривая, рассчитанная по формуле (8.19), показана на рис. 8.18 сплошной линией с кружочками.

В качестве другого примера рассмотрим данные работы [8.45].

Пример 8.3. В табл. 8.6 приведены данные об отказах тиристоров типа Т-630 при испытаниях в режиме импульсного циклирования. На основании данных этой таблицы нанесены соответствующие точки на рис. 8.11 (треугольники). Легко видеть, что все точки, за исключением первой и последней, хорошо ложатся на прямую линию. Пересечение этой прямой с горизонталью 63,2 происходит при N , равном приблизительно $4 \cdot 10^4$ циклов (ц), т. е. $\theta = 4 \cdot 10^4$ ц. Для определения β можно воспользоваться вспомогательной шкалой, изображенной над сеткой распределения Вейбулла. Для этого надо провести прямую, параллельную прямой l так, чтобы эта параллельная прямая проходила через точку O . Тогда точка пересечения этой прямой со шкалой β дает искомое значение параметра формы. В данном случае $\beta \approx 0,58$. Следовательно, ВБР тиристоров типа Т-630 для этого режима описывается выражением (кроме первого и последнего отказов)

$$R(N) = \exp \left[- (N / (4 \cdot 10^4))^{\beta} \right].$$

Из рис. 8.11 также сразу находится $\tilde{N} \approx 2,3 \cdot 10^4$ циклов. Следует отметить, что в том случае, когда экспериментальные точки на вероятностной бумаге отклоняются вниз (т. е. экспериментальная кривая имеет выпуклый вверх вид), можно попытаться линеаризовать ее путем введения параметра сдвига. Продемонстрируем это на данных, приведенных на рис. 8.11. Пусть параметр сдвига $N_0 = 1,8 \cdot 10^3$ циклов. Вычитаем это значение из каждой абсциссы и наносим на вероятностную сетку точки с новыми координатами (показаны стрелками). Легко видеть, что теперь все экспериментальные точки хорошо ложатся на прямую линию. Параметры скорректированного распределения: $\theta' \approx 3,2 \cdot 10^4$ ц и $\beta' \approx 0,5$. Следовательно, имеем

$$R(N, N_0) = \exp \left\{ - [(N - 1800) / 32\,000]^{\beta'} \right\}.$$

Здесь уместно подчеркнуть ряд принципиальных моментов. Во-первых, подбор значения N_0 , наилучшим образом спрямляющего экспериментальные данные, проводится путем проб и ошибок. Во-вторых, функция распределения со сдвигом означает, что при $N < N_0$ (или при $t - t_0$) отказов не происходит. Однако не следует думать, что при этом имеет место абсолютная безотказность приборов. Дело в том, что полученное в эксперименте значение N_0 (или t_0) есть лишь точечная оценка. Если же построим интервальную оценку параметра сдвига, то ее нижняя граница будет равна нулю. В-третьих, данный пример иллюстрирует случай, когда выборка ис-

Таблица 8.6. Данные об отказах тиристоров типа Т-630 при испытаниях на di/dt -стойкость, $n=11$

Порядковый номер отказа i	Число циклов до отказа N_i	Вероятность отказа ¹ F_i	ВБР $R_i = 1 - F_i$	ИО ² $\lambda_i, 1/(ч \times 10^{-5})$
1	2000	6,107	0,939	3,05
2	3000	14,796	0,852	9,27
3	6000	23,578	0,764	3,44
4	9000	32,380	0,676	3,84
5	15 000	41,189	0,588	2,17
6	18 000	50,000	0,500	4,99
7	36 000	58,811	0,412	0,98
8	42 000	67,620	0,324	3,56
9	72 000	76,421	0,236	0,91
10	150 000	85,204	0,148	0,48
11	408 000	93,893	0,061	0,23

¹ Рассчитано по таблице медианных рангов [8.53].

² Рассчитано по формуле (8.13).

пытывается до отказа всех 100% приборов. По формуле (8.10) для этого случая

$$F = i/n = n/n = 1.$$

Но значения 1 ни на одной вероятностной бумаге нет, и поэтому не ясно, как наносить последнюю точку на график $F(t)$. Ответ заключается в том, что в этом случае вне зависимости от объема выборки надо применять формулу (8.11) или (8.12).

Вернемся к рис. 8.11 и данным об отказах тиристоров типа Т142-40. Из рисунка видно, что в районе $N = (1 \div 2) \cdot 10^5$ ц происходит излом функции распределения. Предположим, что экспериментальные данные обрабатывались бы аналитически по ГОСТ 27.503-81 без построения графика функции $F(t)$. В этом случае, применяя метод наименьших квадратов, можно получить другие оценки для θ и β . Соответствующая этим оценкам теоретическая функция показана на рис. 8.11 штрихпунктиром. Легко видеть, что полученная таким образом функция распределения имеет мало общего с реальными данными. Это как раз тот случай, когда графические методы благодаря «присутствию» человека оказываются «мощнее» и аналитических, и численных.

Теперь рассмотрим метод построения функции ИО при обработке данных по эксплуатационной надежности. В этом случае моменты отказов неизвестны, а известно лишь, сколько отказов произошло на том или ином интервале времени.

Пример 8.4. Построение функции ИО по данным эксплуатации.

В этом случае для расчета ИО надо использовать соотношение [8.13]

$$\lambda_i = d_i / N_i \Delta t_i, \quad (8.20)$$

Таблица 8.7. Расчет ИО по данным об эксплуатационной надежности, $n=2400$

Интервал наблюдений Δt_i , ч	Число отказов в интервале d_i	$\lambda_i = \frac{d_i}{N_i \Delta t_i}$, $1/\text{ч}$	$x_{d_i} = \Delta t_i \frac{d_i}{d_i + 1}$
0—100	34	$\frac{34}{2400 \cdot 100} = 1,4 \cdot 10^{-4}$	97
100—200	17	$\frac{17}{(2400-34) \cdot (200-100)} = \frac{17}{2366 \cdot 100} = 7,2 \cdot 10^{-5}$	94
200—500	28	$\frac{28}{(2366-17)(500-200)} = \frac{28}{2349 \cdot 300} = 4,0 \cdot 10^{-5}$	290
500—1000	23	$\frac{23}{(2349-28)(1000-500)} = \frac{23}{2321 \cdot 500} = 2,0 \cdot 10^{-5}$	479
1000—1250	9	$\frac{9}{(2321-23)(1250-1000)} = \frac{9}{2298 \cdot 250} = 1,6 \cdot 10^{-5}$	225

где d_i —число отказавших приборов в интервале времени от t_{i-1} до t_i , N_i —число работоспособных приборов в начале i -го интервала времени, $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$. В табл. 8.7 приведены данные, с помощью которых продемонстрируем, как надо строить функцию $\lambda(t)$ в этом случае. Методика расчета значения λ_i по формуле (8.20) расписана подробно в третьей колонке таблицы. Представляет интерес вопрос о том, в какой точке интервала между t_{i-1} и t_i следует наносить это значение (это существенно не для построения ступенчатой функции ИО, а для ее аналитической аппроксимации).

Обоснованный ответ дан в [8.61] применительно к построению закона распределения отказов. В соответствии с ним, если на интервале шириной Δ происходит d отказов, расстояние x_d точки эмпирической функции от начала интервала дается выражением

$$x_d = \Delta d / (d + 1).$$

Поэтому, если на интервале происходит один отказ, то $x_1 = \Delta/2$, если $d \gg 1$, то $x_d \approx \Delta$. То же самое следует иметь в виду, если строим ИО, а не ВБР или функцию $F(t)$. На рис. 8.20 показана функция ИО, построенная указанным способом по данным табл. 8.7.

Последний вопрос, который считаем необходимым здесь осветить,—это как практически определить длительность периода приработки t_b . Вопрос этот имеет важное значение, особенно для потребителей СПП. Возможны различные ситу-

ации, которые рассмотрим последовательно. Первую из них демонстрирует кривая 1 на рис. 8.6. Она характеризуется наличием резкого излома на функции $\lambda(t)$. Ясно, что здесь не возникает проблем, и точку излома можно считать совпадающей с t_b . Следует иметь в виду, что плавная в одних координатах кривая может иметь излом в других. Поэтому, если кривая $\lambda(t)$ не имеет ясно выраженного периода приработки в линейных координатах, можно рекомендовать построить ее в полулогарифмических и логарифмических координатах. Иногда этот простой прием позволяет определить t_b .

Вторая ситуация характеризуется тем, что функция ИО может быть описана аналитически и эта аналитическая функция стремится с ростом t к постоянному значению. В этом случае задача также решается просто. Покажем это на данных примера 8.2, п. «е». В соответствии с формулой для ИО распределения Макегама (см. табл. 8.1) имеем

$$\lambda(t) = \xi + \delta \exp(-\alpha t),$$

так что $\lim_{t \rightarrow \infty} \lambda(t) = \xi$. Примем, что концом периода приработки является момент, когда значение ИО превышает установившееся значение ξ не более чем на 100 $m\%$ [8.60]. Это означает, что

$$[\lambda(t_b) - \xi] / \xi \leq m,$$

откуда

$$\lambda(t_b) = \xi + \delta \exp(-\alpha t_b) = \xi + m\xi \Rightarrow t_b = -\frac{1}{\alpha} \ln(m\xi/\delta). \quad (8.21)$$

Величина m обычно равна 0,05—0,1. Ее выбор не может быть формализован и проводится из интуитивных соображений. Возвращаясь к численным данным примера 8.2, п. «е», имеем $\xi = 0,47 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 2 \cdot 10^{-3}$, $\alpha = 7,2 \cdot 10^{-3}$. Пусть $m = 0,10$, тогда из (8.21) получаем

$$t_b = -\frac{1}{7,2 \cdot 10^{-3} \text{ 1/ч}} \ln(0,1 \cdot 0,47/2) \approx 520 \text{ ч.}$$

Это значение показано стрелкой на рис. 8.18.

Наконец, третья ситуация характерна тем, что не наблюдается резкого излома ИО. Напротив, ход функции $\lambda(t)$ исключительно плавный (см., например, рис. 8.6, кривые 2 и 5). Построение тех же функций в других координатах показывает, что никакого излома не появляется. Здесь возможны два варианта. В одном из них период приработки отсутствует. В этом нет ничего необычного. Построение кривой 5 на рис. 8.6 в логарифмических координатах показало, что все точки хорошо ложатся на прямую линию, т. е. имеет место распределение Вейбулла со значением β , меньшим единицы. Во

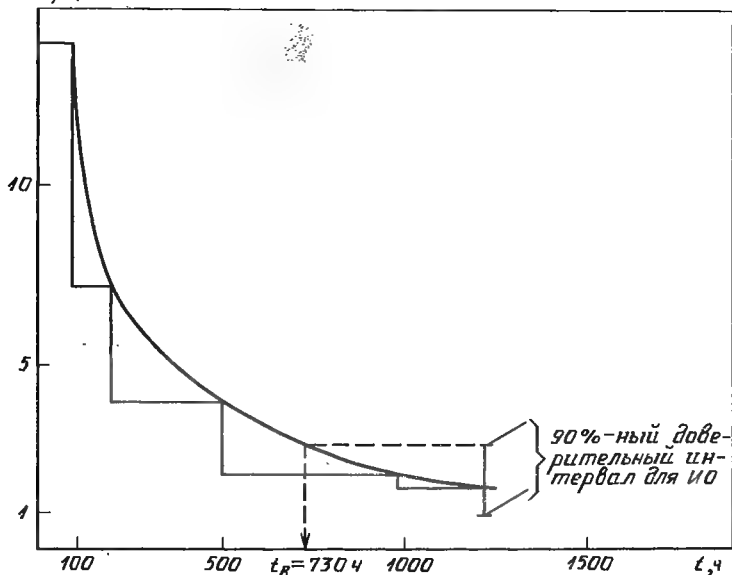
$\lambda \cdot 10^5, 1/4$


Рис. 8.20. Построение эмпирической функции ИО по данным эксплуатации: — эмпирическая функция ИО; × — значения ИО, по которым строится аналитическая аппроксимация

втором варианте можно рекомендовать следующее. Взяв эмпирическое значение ИО в точке максимальной наработки, определим для него доверительные границы и проведем через верхнюю границу ИО (λ_b) горизонталь до пересечения с функцией $\lambda(t)$. Абсциссу точки пересечения можно принять за значение t_b . Этот подход проиллюстрирован рис. 8.20. Сначала по исходным данным найдем $\hat{\lambda}_b$. Имеем (табл. 8.7) $n=2298$, $d=3$. Воспользуемся номограммой биномиального распределения. Для этого вместо $n=2298$ надо взять такое меньшее значение n' (так как на номограмме n ограничено значением 1000), чтобы прямая, проводимая через точки n' и $d-1$, не выходила за край левой шкалы. Пусть, как и раньше, $\alpha=0,10$, т. е. $P^*=0,9$ и $P_n^*=P_b^*=0,95$. Удобно взять n' таким, чтобы оно совпадало с одним из делений номограммы. Выберем $n'=500$. Тогда прямая линия, соединяющая точку 0,95 на правой шкале и точку (500,9) на сетке, пересекает левую шкалу в точке $\hat{q}'_n=0,0105$. Аналогично прямая линия, соединяющая точку 0,05 на правой шкале и точку (500,10) на сетке, пересекает левую шкалу в точке $\hat{q}'_b=0,032$. Значения $\hat{q}_n$ и $\hat{q}_b$, соответствующие истинному объему данных, найдутся из соотношений [8.61]

$$\hat{q}_n = \hat{q}'_n n' / n; \quad \hat{q}_b = \hat{q}'_b n' / n. \quad (8.22)$$

Из (9.22) получаем, что $\hat{q}_n = 0,0105 \cdot 500 / 2298 \approx 2,3 \cdot 10^{-3}$, $\hat{q}_b = 0,032 \cdot 500 / 2298 = 7,0 \cdot 10^{-3}$, откуда $\hat{R}_n = 0,993$ и $\hat{R}_b = 0,9977$. Так как $\Delta t = 250$, то $\hat{\lambda}_b \approx 2,8 \cdot 10^{-5}$ 1/ч и $\hat{\lambda}_n \approx 9,2 \cdot 10^{-6}$ 1/ч. Нанесем этот интервал на рис. 8.20 и проведем горизонталь через значение ИО, равное $2,8 \cdot 10^{-5}$ 1/ч. Точка пересечения этой горизонтали с кривой $\lambda(t)$ и дает значение периода приработки: $t_b \approx 730$ ч.

Режимы проведения испытаний СПП на надежность. Исключительно важное значение для повышения эффективности испытаний имеет правильный выбор испытательного режима. В практике силового полупроводникового приборостроения применяют следующие режимы:

- 1) низкотемпературного хранения;
- 2) высокотемпературного хранения [8.22];
- 3) выпрямительный (номинальный, статический) с отдельными источниками [8.9, 8.10, 8.22, 8.23];
- 4) выпрямительный [8.10];
- 5) ждущий с приложением переменного напряжения [8.17, 8.23, 8.62];
- 6) ждущий с приложением постоянного напряжения [8.16, 8.62];
- 7) инверторный [8.63];
- 8) инверторный в эквивалентной испытательной схеме [8.63—8.66];
- 9) электротермоциклирования [8.22];
- 10) импульсного циклирования [8.10];
- 11) многократных ударных токов [8.10].

Низкотемпературное (высокотемпературное) хранение — это режим испытаний, при котором СПП подвергают воздействию комнатной или пониженной (повышенной) температуры без приложения электрических воздействий.

Выпрямительный режим с отдельными источниками — режим испытаний, в котором через СПП от низковольтного сильноточного источника пропускается ток, происходит естественная коммутация, а затем от маломощного высоковольтного источника прикладывается обратное напряжение (обычно полусинусоидальное).

Выпрямительный режим — режим испытаний, в котором через СПП протекает ток от мощного источника и прикладывается прямое и обратное напряжения, причем динамические воздействия на СПП $[(di/dt)_{r,f}; (dU/dt)_{r,f}]$ далеки от своих критических значений.

Ждущий режим с приложением переменного напряжения — режим испытаний, в котором к СПП в непроводящем состоянии прикладывают переменное напряжение, обычно синусоидальное.

Ждущий режим с приложением постоянного напряжения — режим испытаний, в котором к СПП в непроводящем состоянии

прикладывают постоянное напряжение в прямом или обратном направлении, причем длительность его приложения много больше тепловой постоянной СПП.

Инверторный режим—режим испытаний, в котором через СПП протекает ток от мощного источника питания, к СПП прикладывают прямое и обратное напряжения, причем имеет место принудительная коммутация, и, кроме того, динамические воздействия на СПП $[(di/dt)_{r,f}; (dU/dt)_{r,f}]$ могут быть близки к своим критическим значениям.

Инверторный режим в эквивалентной испытательной схеме—режим испытаний, когда условия, близкие к инверторному режиму, моделируются в специальной испытательной схеме.

Режим электротермоциклирования—режим испытаний, когда средняя температура структуры T_j совершает периодические колебания с большой амплитудой ($\Delta T_j = \Delta T$).

Режим импульсного циклирования—режим испытаний или работы, когда локальная температура «горячей точки» структуры совершает периодические колебания с большой амплитудой ΔT_{hs} .

Режим многократных ударных токов—режим испытаний, когда через СПП проходят несколько сотен и более импульсов ударного тока.

Сравнительный анализ указанных режимов обнаруживает следующие общие закономерности¹.

Интенсивность отказов в режиме 2 на порядок и более превосходит ИО в режиме 1. В свою очередь режим хранения при высокой температуре неэквивалентен работе под нагрузкой. Так, ИО в режиме 6 больше ИО в режиме 2 в несколько раз. Отличаются и законы распределения отказов при хранении и под нагрузкой. В ряде работ показано, что схемы с раздельными источниками непригодны для испытаний СПП на надежность, так как в них отсутствуют условия коммутации. Интенсивность отказов в режиме 5 по некоторым данным выше, чем в режиме 3, а ИО в режиме 7 практически всегда выше, чем в режимах 3 или 4. В целом, если условиться называть более жестким тот режим, в котором выше ИО, то описанные выше факты приведут к следующей иерархии режимов [8.14]:

$$1 < 2 < 3 < 4 \lesssim 5 < 6 < 7. \quad (8.23)$$

Заметим, что желание гарантировать как можно более высокий уровень надежности для любых РЭ приводит многих изготовителей к необходимости проведения испытаний на надежность во все более жестких режимах при комплексе

¹ Следует иметь в виду, что этот анализ проводился автором для тиристоров и диодов. Поэтому применение изложенных ниже положений к транзисторам или запираемым тиристорам требует обоснования. Условимся в целях сокращения вместо названия режима применять его номер.

статико-динамических воздействий. В работе [8.7] сформулированы общие требования к режимам испытаний СПП на надежность:

выбор режима испытаний должен основываться на знании физики отказов СПП при различных воздействиях;

испытания должны максимально ускорять развитие всевозможных типичных дефектов СПП, не вызывая при этом появления не свойственных им отказов и не ухудшая хорошие СПП.

Поскольку не существует одного универсального режима, охватывающего все возможные условия эксплуатации СПП, и проводить испытания во всех возможных в эксплуатации режимах нельзя, то основной задачей является проведение классификации РЭ СПП по критерию надежности и последующий выбор наиболее подходящего испытательного режима для каждой группы. Классификация РЭ изложена в § 8.2. Легко видеть, что первые восемь режимов относятся к нециклическим, тогда как три последующих относятся каждый к своему подклассу. Заметим, что сравнивать режимы по степени жесткости имеет смысл только в пределах одного класса, и поэтому в (8.41) фигурируют только первые семь режимов. При выборе режима испытаний необходимо иметь в виду, что различные области прибора имеют различный ресурс (запас работоспособности) и расходуют его с различной скоростью. С точки зрения СПП это означает, что анализ надежности СПП следует проводить, разбивая их на элементарные области (подобъемы), в которых происходят различные процессы деградации.

Физический смысл подобного разбиения заключается в том, что при наличии более чем одного механизма отказов, которые взаимодействуют и накладываются друг на друга, отказы приборов происходят в самых различных областях структуры, причем преимущественно в $p-n$ переходах, в области фаски и т. д., т. е. в точках максимальной локализации температурных, электрических и механических полей. (Далее это утверждение названо принципом локальности.) Следовательно, обоснованный выбор режима испытаний на надежность должен опираться на анализ режимов эксплуатации с точки зрения того, какие воздействия и к какому участку СПП прикладываются. Пусть СПП работают в следующем режиме: пачка коротких импульсов с высоким di/dt и пауза, во время которой СПП остывают до $T_j \approx T_a$. Тогда принцип локальности априори позволяет утверждать, что ресурс будет расходоваться в различных областях СПП, а именно в области управляющего электрода (воздействие di/dt) и в области контактов (термоциклирование). Отсюда вытекает первый вывод: испытания в режиме термоциклирования не отбраковывают СПП, потенци-

ально ненадежных в импульсном режиме, и наоборот. Второй вывод относится к выбору режима для испытаний на надежность: чтобы гарантировать высокую надежность СПП в указанном режиме, необходимо испытывать их в двух режимах — импульсного циклирования и электротермоциклирования. Аналогичное рассмотрение должно предшествовать выбору испытательного режима и в других случаях.

Необходимо отметить, что увеличение степени жесткости режимов сопровождается их усложнением и удорожанием, и потому окончательный выбор режима должен учитывать организационно-технические и экономические факторы.

В заключение остановимся на критериях отказов при испытаниях СПП на надежность. Хорошо известно, что значения критериев отказа влияют на число отказов в том или ином РЭ, т. е. на ПН в этих режимах. В [8.10, 8.22] предлагается ввести три категории годности СПП, отличающиеся от степени отклонения критериальных параметров от технических условий. Однако указанные категории фиксируют лишь ухудшение параметров за пределами норм технических условий. В настоящее время такой подход устарел. Целесообразнее ужесточать требования к характеристикам — критериям годности [8.30], т. е. вводить ограничения на дрейф параметров по сравнению с исходными значениями, даже если их абсолютные значения остаются в пределах норм технических условий. Подобные требования особенно необходимы по отношению к таким параметрам, как ток в закрытом состоянии и обратный ток ($I_{D,R}$). Дело в том, что значения $I_{D,R}$ могут возрасти в десятки и сотни раз, оставаясь в пределах норм технических условий (см. рис. 8.32, б). Это вызвано тем, что в ряде случаев ограничения устанавливаются на токи $I_{D,R}$ при максимально допустимой температуре, а при комнатной температуре эти токи имеют значения, на много порядков меньшие. В то же время многократное увеличение какого-либо параметра свидетельствует о протекании в приборе процессов деградации.

Методы неразрушающего контроля СПП. Приведем некоторые сведения о параметрах СПП, которые могут свидетельствовать об их деградации и которые можно использовать для отбраковки потенциально ненадежных СПП. В принципе для этого может служить любой из параметров. Однако фактически одни начинают заметно изменяться значительно раньше, чем другие, и потому их использование предпочтительно. Как правило, позже всего изменяются интегральные параметры, т. е. те параметры, значения которых являются результатом некоторого усреднения по всему СПП (например, U_T и т. п.). Обычно из стандартных параметров СПП наиболее информативными являются ток утечки и (или) обратный ток

(см., например, [8.30] и другие работы). Не менее информативно напряжение загиба ВАХ в прямом и обратном направлениях. Надо отметить, что указанные параметры часто бывают более информативными, если их измеряют при комнатной температуре, а не при максимально допустимой. Это можно объяснить тем, что при повышенной температуре степень неоднородности тока утечки, например, уменьшается, т. е. эффект усреднения затрудняет проявление локального увеличения тока в деградировавшей области. Кроме того, заслуживают внимания параметры цепи управления и для некоторых категорий РЭ тепловое сопротивление СПП.

Из менее распространенных обращаем внимание читателя на следующие параметры:

подхватывающий ток [2.10, 8.25, 8.66];

ток удержания [2.10, 8.25, 8.66];

коэффициент передачи при включении тиристора в транзисторном режиме [8.67];

низкочастотный шум [8.68].

Из физического смысла перечисленных параметров вытекает, что подхватывающий ток может быть информативен к процессам деградации, идущим вблизи управляющего электрода. Ток удержания должен отражать состояние структуры в области, где происходит выключение СПП (при естественной коммутации). Коэффициент передачи в транзисторном режиме также должен отражать состояние некоторой окрестности вблизи управляющего электрода. Наконец, низкочастотный шум является интегральным параметром, и потому его информативность связана с режимом его измерения. Если использовать метод, приведенный в работе [8.68], то он отражает состояние окрестности управляющего электрода и, по-видимому, состояние поверхности СПП при очень низком приложенном напряжении. Для обоих последних параметров характерно, что аномально большой коэффициент передачи (шум) свидетельствует о ненадежности СПП со значительной вероятностью. Обратная ситуация, т. е. нормальный коэффициент передачи (шум), не дает уверенности в том, что СПП хороший.

Выявление информативных по отношению к надежности параметров можно осуществить методами теории распознавания образов. Краткое изложение и результаты, полученные с помощью этого метода применительно к СПП, изложены в обзоре [8.14]. В общем виде идея метода состоит в том, что измеряются все параметры, которые исследователь в состоянии померить, затем проводятся испытания на надежность, после чего с помощью ЭВМ по специально разработанным алгоритмам и программам ищут параметр или их комбинацию, которые позволяют прогнозировать отказы (в том же режиме)

по их начальным значениям. Применение этого метода позволяет достичь абсолютного предела в ускорении испытаний на надежность — не проводить их совсем. Надо помнить, что при всяком изменении конструкции или технологии необходимо вновь провести испытания и заново обработать все данные. Не следует думать, что это недостаток только данного метода. Какой бы информативный параметр мы ни взяли, будь то шум или ток утечки и т. п., всегда для определения степени его информативности необходимо провести испытания на надежность и сопоставить их результаты со значениями измеренного параметра. Конкретный пример применения методов теории распознавания образов и полученное с его помощью решающее правило приведены в [8.14]. В [8.12] показано, что информативным параметром для оптронов типа ТО-10 при работе их в инверторном режиме является величина U_{TM} . Приборы с $U_{TM} \leq 1,25$ В потенциально надежны, а с $U_{TM} > 1,25$ В нет.

8.4. ВИДЫ И МЕХАНИЗМЫ ОТКАЗОВ СПП

Раздел теории надежности, посвященный изучению физико-химических процессов, ведущих к отказам изделий, принято называть физикой отказов. Важно понимать, что только это направление ведет к кардинальному повышению надежности СПП. В самом деле, только изучив механизм отказа (т. е. поняв и изучив причину возникновения какого-либо дефекта и процесс его эволюции до отказа), можно принять меры, предотвращающие его появление и развитие. К сожалению, изучение физики отказов в нашей стране сильно отстало от передового мирового уровня, а в области отечественного силового полупроводникового приборостроения оно и совсем находится в зачаточном состоянии. Это вызвано следующими обстоятельствами. Изучение физики отказов требует привлечения сложного и дорогостоящего оборудования (например, растровая электронная микроскопия, электронно-лучевое микронзондирование, оже-спектрометрия, вторично-ионная масс-спектрометрия, спектрометрия рассеянных ионов и др. [8.69]). В табл. 8.8 [8.70] приведены краткие сведения о старых и новых¹ методах физики отказов.

Заметим, что в табл. 8.8 не вошли такие методы, как [8.71] рентгеновская фотоэлектронная спектроскопия, сканирующая акустическая микроскопия, инфракрасная спектроскопия, жидкокристаллическая индикация и ряд других.

Вторым обстоятельством, которое следует иметь в виду, является существенное различие между приборами силовой

¹ Прилагательное «новый» относится к 1975 г.

Таблица 8.8. Краткие сведения о старых и новых методах анализа отказов

Задача	Старый метод	Новый метод	Преимущества нового метода
Анализ изолирующей пленки между двумя металлами	Различные методы анализа поверхности (например, оже-спектроскопия)	Применение электронного микроскопа для химического анализа	Прямое измерение энергетических уровней; структурная информация о молекулах и т. д.
Качественный анализ примесей в зависимости от глубины в поверхностных слоях полупроводникового материала	Оже-спектроскопия, спектроскопия на основе вторичных ионов	Протонно-резонансное профилирование	Неразрушающий метод; обеспечивает лучшее разрешение
Неразрушающее удаление стеклопассивации	Использование кислотных растворов	Применение плазменного травления или низкотемпературное травление совместно с высокочастотным полем	Сухая процедура, не вносятся мокрые растворы
Селективное удаление кремния и его соединений из биполярных приборов	Мокрые химические методы	Плазменное травление	Сухая избирательная процедура; не вносятся мокрые растворы
Отбраковка и исследование надежности биполярных транзисторов	Отбраковка с помощью приложения обратного напряжения при высокой температуре (HTRB); высокотемпературное хранение	Применение избыточных шумов как индикаторов стабильности поверхности	Выбор надежных транзисторов на основе корреляции с избыточным шумом
Проверка герметичности	Пузырьковый метод для больших течей, гелиевый тестер для малых течей	Последовательность из трех испытаний с использованием криптона-85	Более высокая надежность метода
Ускоренные испытания приборов в пластмассовых корпусах	Ускоренные испытания при повышенной температуре и влажности (RH)	Использование для ускорения только фактора влажности (RH) ²	Прямая связь с содержанием влаги внутри корпуса

электроники и микроэлектроники. Для рассматриваемого вопроса важнейшим оказывается то, что в микроэлектронике все процессы работы элементов сосредоточены на поверхности или в тонком слое вблизи нее, что и позволяет успешно применять такие методы, как растровая и просвечивающая микроскопия, оже-микроскопия и т. д. Физика работы СПП охватывает несравненно более толстые слои, что многократно усложняет проблемы их физического исследования. Таким образом, из-за недостаточной разработанности исследований

в области физики отказов СПП наше рассмотрение механизмов отказа в данном параграфе будет носить феноменологический (и, безусловно, поверхностный) характер.

Отказы в объеме СПП вызываются имеющимися и возникающими в процессе работы дефектами и неоднородностями материала. Они бывают следующих видов [8.72]:

- 1) точечные — вакансии, междоузельные атомы и др.
- 2) одномерные — дислокации;
- 3) двумерные — границы зерен, дефекты упаковки и др.;
- 4) трехмерные — пустоты, включения и др.

Есть основания считать, что точечные дефекты из-за их малости оказывают наименьшее влияние на процессы деградации. Дислокации оказывают на параметры СПП и положительное, и отрицательное действие [8.73], в частности они могут влиять на ВАХ и время жизни. Двумерные и трехмерные дефекты, как правило, приводят к «мягким» ВАХ, т. е. к увеличению I_D , I_R , и уменьшают время жизни. В [8.74] показано, что причиной снижения напряжения пробоя у высоковольтных СПП являются не дефекты, а локальное уменьшение удельного сопротивления, вызываемое наличием неконтролируемых примесей типа магний, сера, железо. Конкретная кинетика процессов, приводящих от некоторой неоднородности или от того или иного дефекта к отказу, к сожалению, неизвестна. В объеме она может быть связана с движением дислокаций, с рекристаллизацией и распадом твердых растворов и т. п. На поверхности она может быть связана с перемещением ионов различных примесей под действием сильных электрических полей. Состояние поверхности СПП очень чувствительно к наличию различного рода примесей, при этом многие загрязнения могут находиться на стенках корпуса, на поверхности термокомпенсатора и прокладок и т. п., что не позволяет выявить их при контроле ВАХ самих структур.

Для ознакомления с физикой явлений на поверхности СПП рекомендуем обратиться к [8.75]. Отметим, что отказы в объеме и на поверхности могут происходить как в циклических, так и в нециклических режимах работы. Что касается отказов в области контактных соединений, то они более характерны для циклических режимов, при этом для режима термоциклирования в случае СПП паяной конструкции механизм отказов известен давно [1.2]. Дело в том, что в этом случае СПП представляет собой сборку из нескольких слоев различных материалов с различными коэффициентами линейного расширения. Попеременное нагревание и охлаждение СПП приводит к тому, что припой испытывает значительные механические нагрузки в области пластических деформаций, откуда и возникает выражение типа (8.6). В случае СПП прижимной

Таблица 8.9. Данные по причинам отказа

Причина отказа	Критический фактор	Значение критического фактора и источник данных		Режим
Локальное расплавление кремния	Температура	1100—1400 1000 1400	[8.10] [8.42] [8.38]	Н
Шнурование прямого тока	»	300—600 450—650	[8.10] [8.38]	Н
Шнурование обратного тока	»	280	[4.2]	Н
Нарушение запирающей способности	»	120—200	[4.2]	Н
Деградация статических параметров	»	900—1000	[4.2]	П
Нарушение динамической теплоустойчивости	Энергия	500 900—1000	[4.2]	Н
Испарение, эрозия кремния	Температура		[8.10]	П, Н
Тепловая нестабильность	»		[8.10, 8.38]	П, Н
Расплавление припоя	»	577	[8.42]	П, Н
Старение кремния из-за усталостных деформаций	Механическое напряжение из-за перепада температур Энергия		[8.10] [8.61—8.65, 8.77]	П
		$\Delta T = 100 \div 250$		
Механическое разрушение из-за деформации	Энергия Энергия + скорость изменения мощности	0,2 Дж	[4.2] [8.78] [8.78]	Н Н

Примечание. Н — неповторяющийся режим, П — повторяющийся режим. Все температуры в таблице приведены в градусах Цельсия.

конструкции механизмы отказов контактных соединений в СП пока не вполне ясны. В работе [8.7] предложено по меньшей мере три таких механизма: истирание, усталостная деструкция и залипание.

По-видимому, больше всего публикаций посвящено изучению отказов в режиме импульсной циклоустойчивости (эффект di/dt). Однако механизмы отказов в этом режиме нельзя еще считать установленными. В табл. 8.9 кратко суммированы данные по причинам отказов СПП при воздействии больших di/dt . Анализ показал, что в большинстве из них изучаются не механизмы отказов, а те явления, которые происходят с электрическим режимом и прибором, когда уже произошла полная или

частичная деградация какого-либо параметра СПП. Возможной физической причиной отказов тиристоров в длительных РЭ при высоких значениях di/dt могут быть усталостные явления в кремнии, вызванные локальными термоциклами [8.43]. В работе [8.79] предложена другая модель, по которой зарождение и рост микротрещин происходят по механизму эффекта Ребиндера, а уже далее рост этих микротрещин приводит к отказам. Что же касается режима токовых перегрузок, то выше уже отмечалось, что физические процессы, приводящие к отказам при многократном воздействии тока допустимой амплитуды, не изучены.

8.5. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ СПП В РАЗЛИЧНЫХ РЕЖИМАХ

В настоящем параграфе изложены методы расчета ПН СПП в различных РЭ. Прежде чем излагать непосредственно методы расчета ПН, необходимо отметить следующее.

Методы расчета ПН СПП не дают и не могут давать точные значения ПН, а лишь позволяют оценить их с определенной достоверностью в зависимости от развитости этих методов, адекватности заложенных в их основу априорных принципов, детальности учета различных факторов, влияющих на ПН, и т. п. Причиной этого являются два ограничения, присущих проблеме надежности.

Во-первых, расчет ПН любого элемента есть предсказание его будущего по недостаточно хорошо известному настоящему и прошлому его самого или его аналога.

Во-вторых, надежность зависит не только от свойств самого СПП, но и от условий его применения, вследствие чего значения ПН в том или ином РЭ могут быть получены, строго говоря, лишь при работе СПП именно в этом фиксированном режиме.

Из-за наличия первого ограничения при расчетах ПН используют вероятностный подход, о чем мы уже говорили.

Из-за наличия второго ограничения следовало бы иметь данные о ПН всех типов СПП во всех режимах работы. Это, конечно же, невозможно. Поэтому наличие методов расчета ПН СПП в различных РЭ требует, чтобы были решены следующие задачи:

- 1) выделены эквивалентные по критерию надежности режимы;
- 2) разработаны методики расчета ПН СПП в выделенных режимах;
- 3) разработаны методики пересчета ПН от одних режимов к другим.

Легко видеть, что первая задача означает классификацию РЭ СПП по критерию надежности. Способ такой классификации был указан в § 8.2. При решении второй и третьей задач возникают два принципиально различных случая:

режимы принадлежат одному классу;

режимы принадлежат различным классам.

В первом случае РЭ могут различаться по интенсивности воздействующих факторов, из-за чего они ниже делятся на постоянные и переменные. Во втором случае режимы, называемые далее комбинированными, могут различаться как по интенсивности, так и по совокупности внешних воздействий. Далее остановимся на этих терминах подробнее, а здесь рассмотрим методы расчета ПН СПП в различных РЭ, начав с вопроса, который возникает прежде всего: как определить, к какому классу относится тот или иной РЭ?

Методика определения класса РЭ. С точки зрения надежности все РЭ СПП делят на два класса: нециклических (стационарных) и циклических режимов. В свою очередь циклические режимы подразделяются на три подкласса: термоциклирования, импульсного циклирования, токовых перегрузок (см. рис. 8.5). Предложенная классификация основана на выделении определяющего для данного режима ПН, что не всегда известно из эксплуатации, особенно для новых разработок. Поэтому необходимо указать аналитический способ классификации реальных РЭ.

Ясно, что для определения класса РЭ следует привести ПН к сопоставимому виду и сравнить их между собой. Для этого можно перейти к функциям интенсивности или оперировать с наработкой приборов до отказа (в часах или циклах). Рассмотрим сначала методы определения класса РЭ по функциям $\lambda(t)$.

Условимся обозначать i -й надежностный класс режимов через Ω_i , где i —это индекс, равный t для стационарного режима, c —для режима термоциклирования, p —для режима импульсного циклирования, S —для режима токовых перегрузок.

Обозначим произвольный РЭ ω , причем ω_i означает один из режимов, принадлежащих классу Ω_i . Интенсивность отказов СПП в режиме ω_i будем записывать как λ_i . Принадлежность режима ω классу Ω_i будем обозначать как $\omega \in \Omega_i$. Наконец, принадлежность режима ω более чем одному классу (например, Ω_i, Ω_j), обозначим как $\omega \in \Omega_i \cap \Omega_j$.

Если теперь в любой момент

$$\lambda_i(t) \gg \lambda_j(t), \quad (8.24)$$

где i, j —индексы t, c, p, S , то

$$\omega \in \Omega_i. \quad (8.25)$$

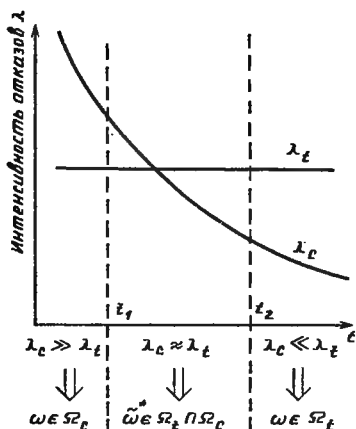


Рис. 8.21. Графическая иллюстрация методики определения класса РЭ

которых СПП нагревается до заданной температуры T_{j1} с паузами, во время которых СПП остывает до $T_{j2} = T_a$. Тогда в этом РЭ возможны отказы, связанные как с температурной зависимостью ИО, так и с циклическими колебаниями средней температуры структуры, т. е. в режиме $\tilde{\omega}$ следует сравнивать между собой величины λ_t и λ_c . Пусть теперь $\lambda_t^* = \text{const}$, а λ_c соответствует распределению Вейбулла с $\beta < 1$. Этот случай изображен на рис. 8.21. Из него видно, что при $t < t_1$ данный РЭ относится к термоциклированию, при $t > t_2$ это стационарный режим, и, наконец, при $t_1 \leq t \leq t_2$ имеет место комбинированный режим работы.

Определение класса по наработке выполняется аналогичным способом. Пусть N_i — наработка (в часах и циклах) в режиме ω_i . Тогда, если

$$N_i \ll N_j,$$

то выполняется соотношение (8.25), а если

$$N_i \approx N_j,$$

то выполняется соотношение (8.27).

Методика расчета ПН СПП в постоянных режимах работы. Рассмотрим период нормальной эксплуатации, т. е. условимся, что $\lambda_t = \text{const}$. Расчет λ_t следует вести по формуле [8.30]

$$\lambda_t = \lambda(T, U) K_p K_K K_{\sigma}, \quad (8.28)$$

где $\lambda(T, U)$ — ИО, зависящая от средней температуры T и приложенного к СПП напряжения U ; K_p — коэффициент степени жесткости данного РЭ (коэффициент режима работы); K_K —

Если же

$$\lambda_i(t) \approx \lambda_j(t), \quad (8.26)$$

то

$$\omega \in \Omega_i \cap \Omega_j. \quad (8.27)$$

Методики расчета величин $\lambda_i(t)$ для различных классов режимов приведены ниже. Следует обратить внимание на то, что выражения (8.24) и (8.26) могут выполняться не для всех моментов. Тогда подобный РЭ может относиться к различным надежным классам в зависимости от длительности эксплуатации. Пусть режим $\tilde{\omega}$ представляет собой чередование рабочих периодов тока и напряжения произвольной формы, в течение

коэффициент уровня качества и надежности; K_z — коэффициент условий эксплуатации.

Рассмотрим последовательно сомножители, входящие в (8.28).

Величина $\lambda(T, U)$ представляет собой основной ПН для нециклических режимов. Аналитический вид функции ИО может быть представлен в виде

$$\lambda(T, U) = \lambda_b(T, U)(U/U_b)^\gamma \exp[-E_a(1/T - 1/T_b)/k] \equiv \lambda_b \kappa_U \kappa_T, \quad (8.29)$$

где $\lambda_b(T, U) \equiv \lambda(T_b, U_b)$ — некая базовая ИО; E_a и γ — параметры, зависящие от типа прибора; $\kappa_U \equiv (U/U_b)^\gamma$ — коэффициент изменения ИО за счет напряжения; $\kappa_T \equiv \exp[-E_a(1/T - 1/T_b)/k]$ — коэффициент изменения ИО за счет температуры; $k = 8,625 \cdot 10^{-5}$ эВ/град.

В качестве базового значения ИО естественно принять величину, приводимую в ТУ. Если там оговорено, в каком режиме получено данное значение ИО, то этот режим и будет исходным для расчетов ПН. Если в ТУ нет указания, к каким условиям относится приводимое значение ИО, то разумно относить его к предельно допустимому режиму применения. В этом случае

$$\lambda_b(T, U) = \lambda(T_{jM}, U_{RM}) \equiv \lambda_M, \quad (8.30)$$

где T_{jM} — максимально допустимая для данного типа прибора температура структуры; $U_{RM} = \min \{U_{DRM}, U_{RRM}\}$. Тогда (8.29)

$$\lambda(T, U) = \lambda_M \kappa_{TM} \kappa_{UM}, \quad (8.31)$$

где

$$\kappa_{TM} = \exp[-E_a(1/T - 1/T_{jM})/k]; \quad (8.32)$$

$$\kappa_{UM} = (U/U_{RM})^\gamma. \quad (8.33)$$

Зависимость κ_{TM} от U/U_{RM} приведена на рис. 8.8. Зависимость κ_T от температуры и энергии активации при условии, что за базовое значение принята комнатная температура показана на рис. 8.22. Заметим, что базовая ИО обычно относится либо к T_{jM} , либо к некоторой промежуточной температуре. Поскольку эти величины для различных СПП, как правило, различны, то не удастся для расчетов ПН построить универсальную зависимость, типа приведенной на рис. 8.22. Поэтому в отечественной и зарубежной практике принято определять величину κ_T либо по графикам, либо по таблицам. И графики, и таблицы при этом рассчитываются для вполне определенных значений E_a , γ , T_{jM} и потому применимы только в этом конкретном случае. В то же время на практике эти величины часто не известны или известны ориентировочно. Поэтому в работе [8.31] предложена

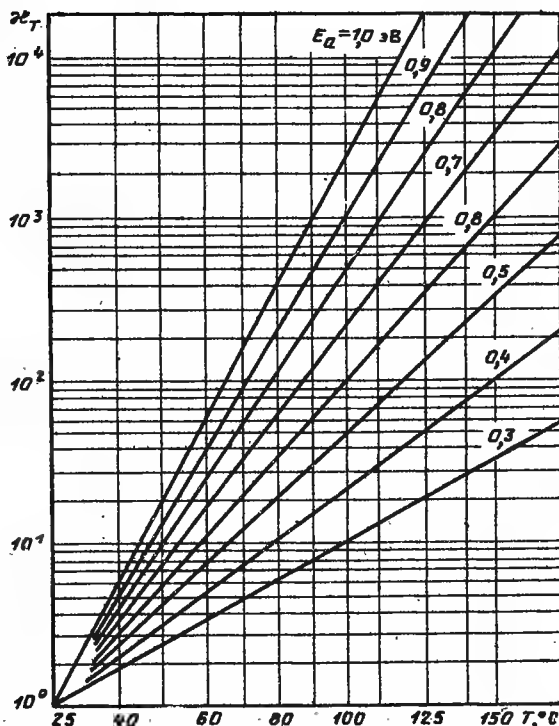


Рис. 8.22. Зависимость величины κ_T от температуры и энергии активации

номограмма, позволяющая вести все расчеты по (8.51) при произвольных сочетаниях параметров E_a , γ и T_{jM} . Эта номограмма приведена на рис. 8.23. На том же рисунке показан ключ к применению данной номограммы. Сплошными линиями показан метод расчета κ_T , пунктиром — κ_U . Исходные данные показаны на рис. 8.23 незаштрихованными кружочками, промежуточные — заштрихованными (на шкале A). Кроме расчета величин κ_T и κ_U номограмма обладает еще одним преимуществом по сравнению с традиционными методами: она позволяет столь же быстро решать обратную задачу выбора режима по заданным требованиям к ПН. Рассмотрим конкретный пример прямого и обратного расчета.

Пример 8.5.1. Прямая задача. Дано: $T_{jM} = 125^\circ \text{C}$, $E_a = 0,8$ эВ, $\gamma = 2$. Требуется определить ИО при $T_{jAV} = 100^\circ \text{C}$ и $U/U_{RM} = 0,5$, если $\lambda_M = 1 \cdot 10^6$ 1/ч. Тогда (в соответствии с ключом) соединяем точку 100°C на шкале T_{jAV} с точкой 125°C на шкале T_{jM} прямой линией и делаем засечку на промежуточной шкале A . Соединив затем ее с точкой $0,8$ на шкале E_a прямой линией, на шкале κ_T читаем: $\kappa_T = 0,2$. Затем, соединив прямой

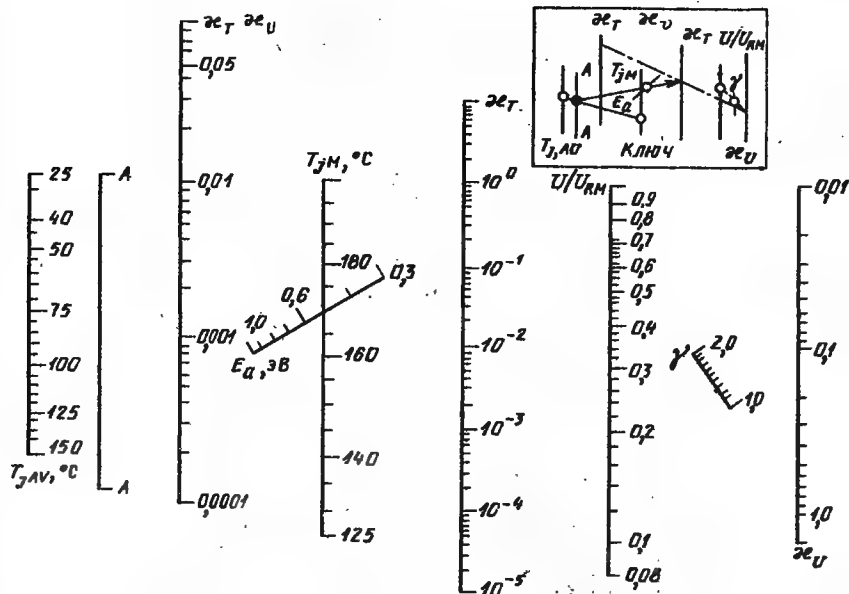


Рис. 8.23. Номограмма для расчета ИО СПП в зависимости от температуры и загрузки по напряжению

линией точку 0,5 на шкале (U/U_{RM}) с точкой 2 на шкале γ , читаем на шкале κ_U : $\kappa_U=0,25$. Теперь, соединяя полученные на шкалах κ_T и κ_U точки прямой линией, на шкале $\kappa_T \kappa_U$ читаем ответ: $\kappa_T \kappa_U=0,05$, т.е. $\lambda(100^\circ \text{C}, U=0,5 U_{RM})=5 \cdot 10^{-8} \text{ л/ч}$.

II. Обратная задача. Требуется найти сочетания T_j и U/U_{RM} , при которых ИО в 10 раз меньше значения λ_M . Пусть $T_{jM}=125^\circ \text{C}$, $E_a=0,6 \text{ эВ}$ и $\gamma=2$. Выберем какую-либо температуру (например, 70°C) и определим по рис. 8.23 κ_T . В данном случае $\kappa_T=0,07$. Так как $\kappa_T < 0,1$, то снижения U не требуется (т.е. ИО будет меньше λ_M более чем в 10 раз только за счет недогрева). Положим далее $T_j=90^\circ \text{C}$. Находим $\kappa_T=0,2$. Соединив эту точку с $\kappa_T \kappa_U=0,1$ прямой линией, получим точку на шкале κ_U . Соединив ее с точкой $\gamma=2$ на наклонной шкале, получим на шкале U/U_{RM} ответ: 0,75. Нанесем на график (рис. 8.24) точки $T_j=90^\circ \text{C}$ и $U/U_{RM}=0,75$. Поступая далее аналогично, получаем кривую 2 со значе-

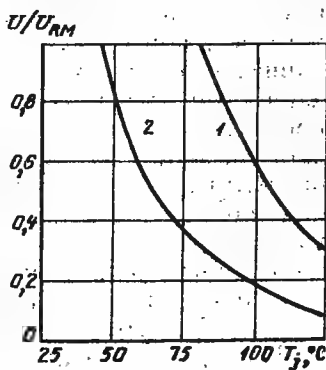


Рис. 8.24. Построение областей гарантированной надежности:
1— $\lambda/\lambda_M=0,1$; 2— $\lambda/\lambda_M=0,01$

нием $\kappa_{TU}=0,1$, которая соединяет горизонталь $U/U_{RM}=1$ с вертикалью $T_j=T_{jM}$. Так же можно построить линию с $\kappa_{TU}=0,01$ (рис. 8.24) и с любым другим заданным заранее значением. Подчеркнем, что положение кривых и их ход зависят от параметров E_a , γ и T_{jM} . По аналогии с хорошо известным изображением областей безопасной работы диаграммы типа рис. 24 можно назвать областями гарантированной надежности.

Рассмотрим вопрос об определении величин K_p , K_k , K_s в выражении (8.48). Необходимость введения указанных коэффициентов вызвана следующими обстоятельствами. Значение $\lambda(T, U)$ оказывается недостаточным для оценки ИО СПП в нециклических режимах. Значения ПН для приборов, работающих в режимах с одинаковыми T_j и U , могут различаться в широких пределах, так как:

- 1) РЭ могут не совпадать по числу воздействующих факторов, их форме, длительности, последовательности их приложения;

- 2) при одинаковых электрических и тепловых воздействиях режимы могут различаться по условиям окружающей среды (влажность, запыленность и т. п.), механическим нагрузкам (вибрации, удары и т. п.), спецвоздействиям и т. п.;

- 3) при полностью одинаковых РЭ СПП различных изготовителей или СПП, прошедшие через разные отбраковочные испытания, имеют различный уровень надежности.

Этими факторами пренебрегать нельзя. В настоящее время учет их влияния на ИО изделий электронной техники принято вести на основе коэффициентных методов расчета. Суть этих методов сводится к тому, что некоторое базовое значение λ_b умножается на определенные поправочные коэффициенты K_i , что и отражено в формуле (8.48). Значения коэффициентов K_i следует брать из сопоставления расчетных и экспериментальных данных по надежности. Для СПП таких данных накоплено пока недостаточно, и потому в [8.30] предложено для величины K_p использовать значения, полученные из теоретических соображений, а для величин K_k и K_s — некоторые средние значения, ориентируясь на имеющиеся данные.

Таким образом, если базовое значение ИО задано для тех же СПП и для того же самого режима эксплуатации, для которого ведется расчет ИО, то все K_i равны 1. В противном случае значения этих коэффициентов следует брать из табл. 8.10—8.12.

Ясно, что все величины, приведенные в таблицах, по мере накопления соответствующей информации должны периодически уточняться.

Методика расчета ПН СПП в циклических режимах. Число циклов до отказа в режиме термодиклирования N_c может

быть определено по приводимым в информационных материалах кривым, по формулам (8.6), (8.7) или по номограмме рис. 8.25. Эта номограмма соответствует формуле (8.6). Значения констант Φ_c и m должны быть известны по результатам эксплуатации или испытаний. В § 8.2 отмечалось, что определяемая формулами (8.6), (8.7) величина N_c часто представляет собой среднее значение. Чтобы определить по нему медианную циклоустойкость в случае распределения Вейбулла, следует воспользоваться выражением

$$\tilde{N} = \bar{N} (\ln 2)^{1/\beta} / \Gamma(1 + 1/\beta), \quad (8.34)$$

Таблица 8.10. Значения коэффициента жесткости по отношению к базовому режиму

Наименование режима работы или испытаний	Порядковый номер рассчитываемого режима					
	1	2	3	4	5	6
Высокотемпературное хранение	1	10	20	6	10	40
Ждущий режим с приложением переменного напряжения	0,1	1	2	0,6	1	4
Ждущий режим с приложением постоянного напряжения	0,05	0,5	1	0,3	0,5	20
Выпрямительный режим с раздельными источниками	0,17	1,7	3,3	1	1,6	6,7
Выпрямительный режим	0,1	1	2,0	0,6	1	4
Инверторный режим	0,025	0,25	0,5	0,15	0,25	1

Таблица 8.11. Значения K_x в зависимости от уровня качества и надежности

Класс уровня качества и надежности	Обозначение класса	Значение K_x
Приборы, проходящие отбраковку и (или) регулярные испытания на надежность в режимах типа инверторного и термоциклирования	A	0,1
Приборы, проходящие отбраковку и (или) регулярные испытания на надежность в режиме термоциклирования или в одном из стационарных режимов	B	1
Приборы, не проходящие ни отбраковки, ни регулярных испытаний на надежность	C	10

Таблица 8.12. Значение K_s в зависимости от условий эксплуатации

Класс условий эксплуатации	Обозначение класса	Значение K_s
Хорошие условия эксплуатации, без вибрации и ударов, при квалифицированном обслуживающем персонале, хорошие условия охлаждения	G	1
Средние условия эксплуатации, наземная подвижная и переносная аппаратура, вибрация, удары, неквалифицированный обслуживающий персонал, возможны недостатки в условиях охлаждения	M	15
Тяжелые условия эксплуатации: запуск космических аппаратов, спутников, морфлот и т. д.	H	30

а в случае логарифмически нормального распределения — выражением

$$\tilde{N} = \bar{N} \exp(-\sigma^2/2). \quad (8.35)$$

Числов циклов до отказа в режиме импульсного циклирования рассчитывается по формуле (8.13) или по кривым типа

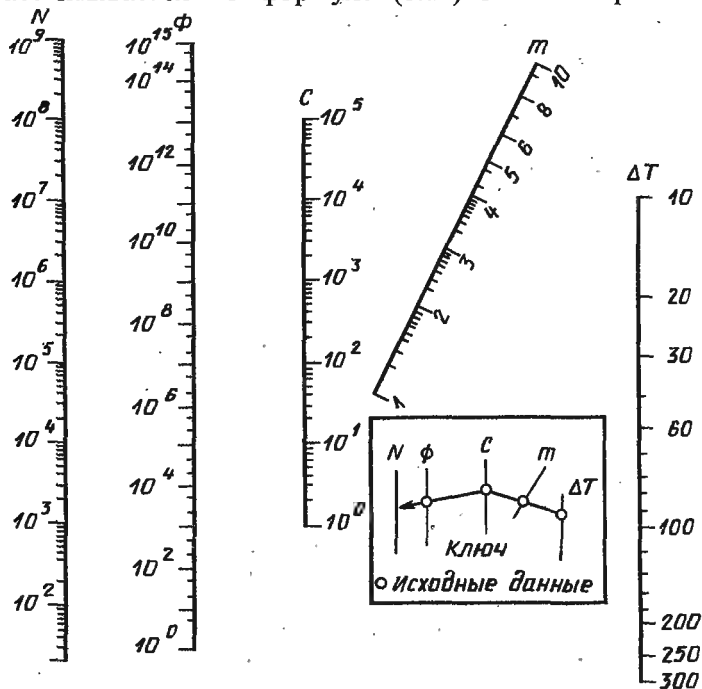


Рис. 8.25. Номограмма для расчета числа циклов до отказа по формуле (8.11)

I—III на рис. 8.9. Константы Φ_p и r должны быть известны по результатам предшествующих эксплуатации или испытаний. В том случае, когда определенное по (8.8) значение N_p является средним, пересчет к медианной цикlostойкости следует проводить по формулам (8.34) или (8.35) (если распределение отказов согласуется с вейбулловским или логарифмически нормальным распределением).

В ряде случаев для циклических РЭ могут понадобиться значения таких ПН, как ИО, ВБР и т.п. В частности, знание ИО необходимо для аналитического определения класса РЭ. В § 8.2 отмечалось, что плотность распределения числа циклов до отказа чаще всего соответствует вейбулловскому или логарифмически нормальному законам. Поэтому ниже приведены номограммы, позволяющие рассчитывать указанные величины именно для этих двух случаев. Мы построили обе номограммы относительно медианной наработки $\tilde{N}$, а не относительно θ , поскольку $R(\theta)=0,632$, а на практике чаще задается и ищется именно медианная наработка. Учитывая, что

$$\tilde{N} = \theta (\ln 2)^{1/\beta},$$

и заменяя в формулах табл. 8.1 θ на $\tilde{N}$, имеем

$$\left. \begin{aligned} R(N) &= \exp [-(\ln 2) (N/\tilde{N})^\beta]; \\ \lambda(N) &= (\ln 2) \beta (N/\tilde{N})^{\beta-1} / \tilde{N}. \end{aligned} \right\} \quad (8.36)$$

Выражения (8.36) положены в основу рис. 8.26 и 8.27.

Номограмма на рис. 8.26 позволяет определить ИО для вейбулловского распределения в диапазоне 10^{-2} — 10^{-9} 1/ц (1/ч) и для β от 0,15 до 4. Определение величины λ ведется следующим образом. Соединяем заданную точку на шкале β с рассчитанным значением $N/\tilde{N}(t/\tilde{t})$ на соответствующей шкале прямой линией и на пересечении этой прямой со шкалой $\lambda\tilde{N}(\lambda\tilde{t})$ делаем засечку. Соединив эту точку с заданным значением $\tilde{N}(t)$ на шкале $\tilde{N}(t)$ прямой линией, на пересечении ее со шкалой λ найдем ответ. Если значение $\tilde{N}(t)$ является целой степенью десяти с множителем 1, то, получив значение $\lambda\tilde{N}(\lambda\tilde{t})$ на соответствующей шкале, найдем величину ИО. Пусть $\tilde{N}(t)=10^4$ ц (ч), $\beta=0,8$, требуется найти ИО при $N(t)=10^5$ ц (ч). Тогда, соединив значение 0,8 на криволинейной шкале β с $N/\tilde{N}(t/\tilde{t})=10$ на шкале $N/\tilde{N}(t/\tilde{t})$, найдем на шкале $\lambda\tilde{N}(\lambda\tilde{t})$ ответ: $\lambda\tilde{N}(\lambda\tilde{t})=3$, откуда имеем $\lambda=3 \cdot 10^{-4}$ 1/ц (1/ч). То же значение ИО получим на шкале λ , соединив значение 3 на шкале $\lambda\tilde{N}(\lambda\tilde{t})$ со значением 10^4 на шкале $\tilde{N}(t)$.

Внизу на рис. 8.26 приведена зависимость отношения $\tilde{N}/\theta(t/\theta)$ от β . Она позволяет по известным N и β определить параметр θ , входящий в стандартную форму распределения Вейбулла.

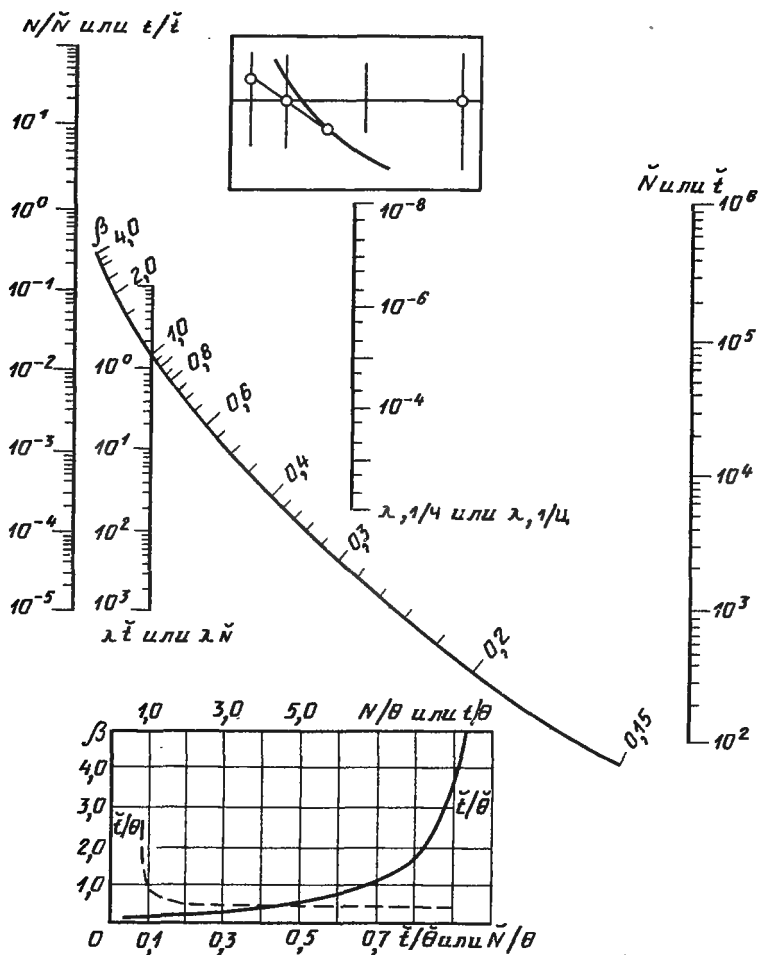


Рис. 8.26. Номограмма для расчета ИО при распределении отказов по закону Вейбулла

На том же рисунке пунктиром показана и зависимость отношения $\bar{N}/\theta(\bar{t}/\theta)$ от величины β .

Номограмма на рис. 8.27 состоит из двух частей: верхней со шкалой β от 0,23 до 0,8 и шкалой $N/\bar{N}(t/\bar{t})$ от 10^{-8} до 10^1 и нижней со шкалой β от 0,7 до 4 и шкалой $N/\bar{N}(t/\bar{t})$ от 10^{-5} до 10^0 . Шкала R (от 0,3 до 0,9999) является общей для обеих частей номограммы. Работа с номограммой заключается в проведении по двум известным значениям прямой линии и нахождении неизвестной третьей величины на соответствующей шкале. Пусть дано $\bar{N}(t) = 10^4$ ц (ч) и $\beta = 0,3$.

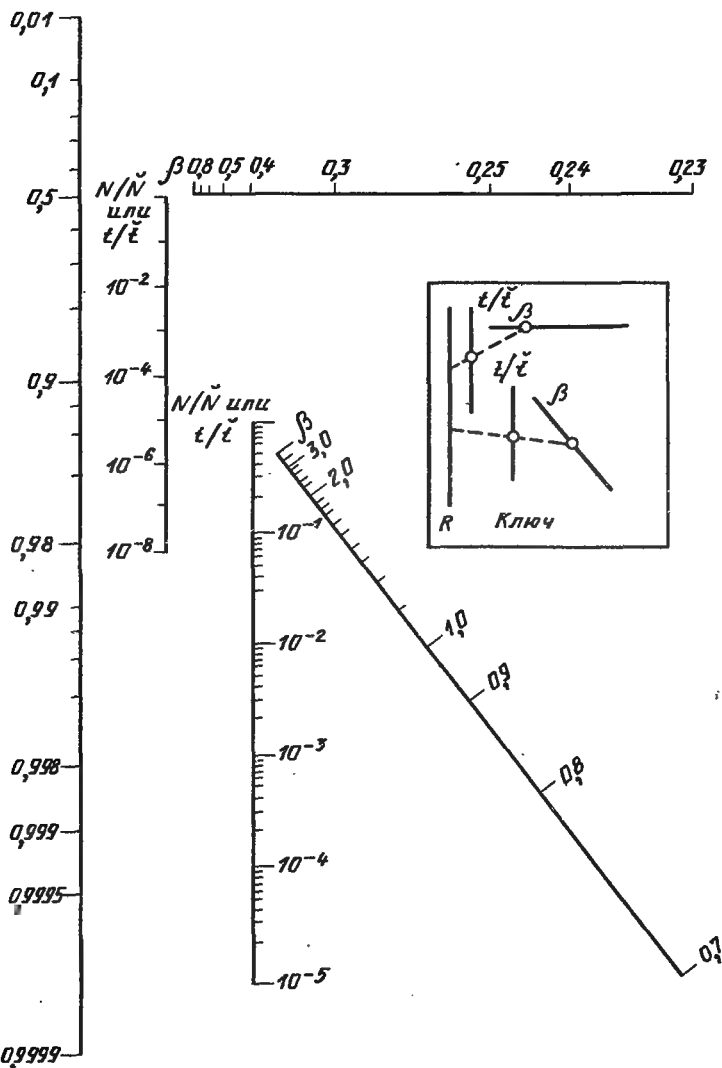


Рис. 8.27. Номограмма для расчета ВБР при распределении отказов по закону Вейбулла

Требуется определить ВБР при $N(t)=10^3$ ц (ч). Соединяем точку 0,3 на шкале β с точкой 0,1 на шкале $N/\dot{N}(t/\dot{t})$ и на пересечении этой прямой со шкалой R находим ответ: $R=0,7$. Если теперь $\beta=2,2$, а остальные данные те же, то, воспользовавшись нижней частью номограммы, найдем $R=0,996$.

Теперь рассмотрим логарифмически нормальное распределение. В соответствии с табл. 8.1 имеем для ИО

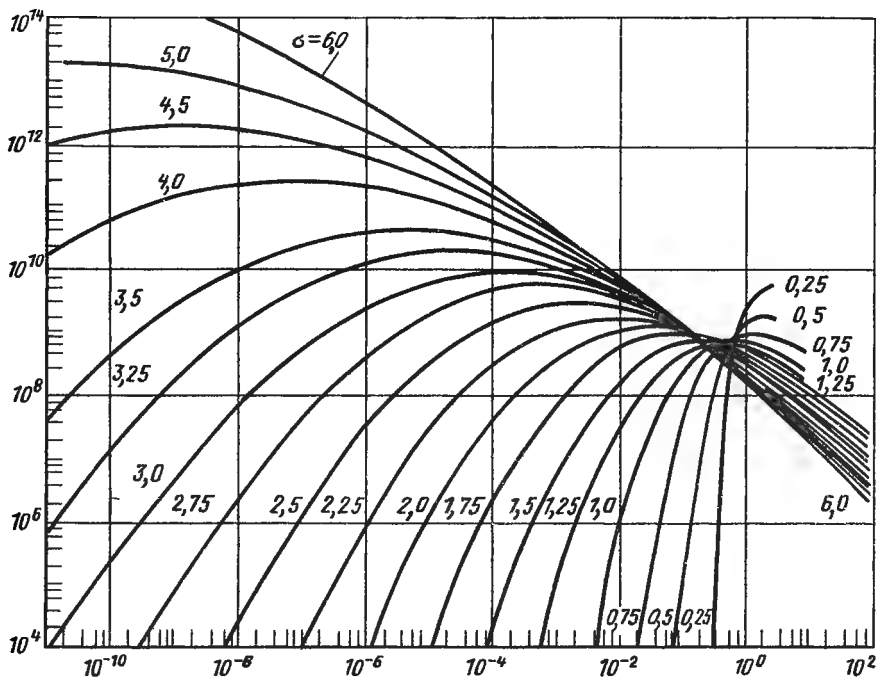


Рис. 8.28. Нормированная временная зависимость ИО для логарифмически нормальных распределений с различными значениями σ

$$\lambda(N) = \frac{\exp\{-[\ln(N/\bar{N})]^2/2\sigma^2\}}{\sigma N \sqrt{2\pi} \Phi[\ln(\bar{N}/N)/\sigma]}. \quad (8.37)$$

Из (8.37) видно, что в этом случае определить зависимость ИО от N достаточно сложно, даже рассчитав ее на микрокалькуляторе. Поэтому еще в начале 60-х годов для расчетов по (8.37) была разработана специальная номограмма [8.80], представленная на рис. 8.28. На рис. 8.29 дан иной вариант номограммы [8.81], реализующий ту же формулу (8.37). Выбор номограммы для расчетов зависит от задачи и конкретных данных.

Представленная на рис. 8.29 номограмма основана на преобразовании $z = \ln(N/\bar{N})/\sigma$, которое переводит (8.37) в

$$\lambda(N) = 1/\sigma N \mu(z), \quad (8.38)$$

где $\mu(z) \equiv [1 - \bar{\Phi}(z)]/\phi(z)$ — отношение Милла [8.59] [$\phi(z)$ — плотность функции нормального распределения $\equiv d\Phi/dz$]. В связи с тем что величина $\mu(z)$ затабулирована [8.59], при известном значении z $\lambda(N)$ можно определить из (8.38). На рис. 8.29 построена зависимость $1/\mu(z)$, а внизу — номограмма для определения z по заданным значениям $N/\bar{N}$, σ . В левой

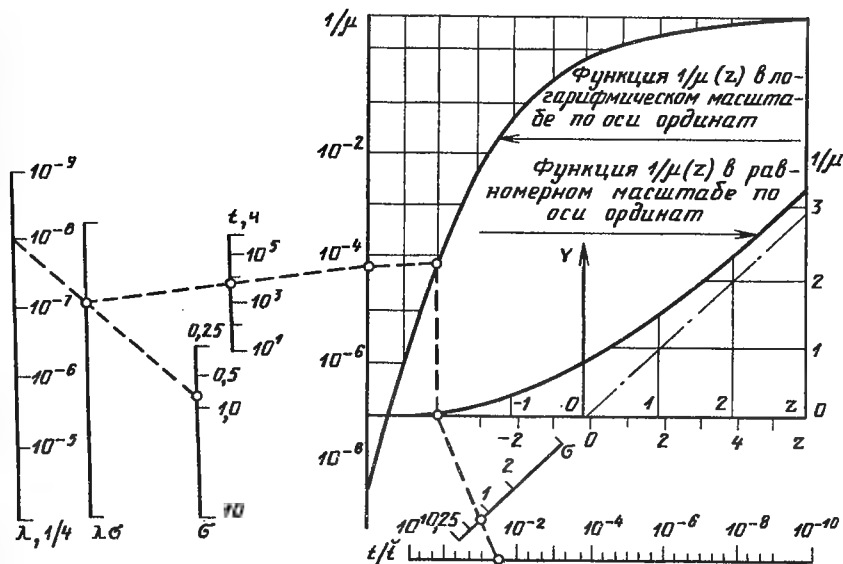


Рис. 8.29. Номограмма для расчета ИО при логарифмически нормальном законе распределения отказов

части рис. 8.29 расположена номограмма для определения $\lambda(N)$ по заданным значениям $\tilde{N}$, σ и по найденному значению $1/\mu(z)$. Методика работы с номограммой следующая. Сначала по нижней горизонтальной шкале $N/\tilde{N}(t/t)$ и наклонной шкале σ определяем нормированное значение переменной z . Для этого необходимо соединить соответствующие точки на шкалах $N/\tilde{N}(t/t)$ и σ прямой линией, пересечение которой со шкалой z («нормированная переменная») дает искомую величину $z = \ln(N/\tilde{N})/\sigma$ ($\ln(t/t)/\sigma$). После этого по графику функции $1/\mu(z)$ (по оси ординат логарифмический масштаб) находим значение $1/\mu(z)$, соответствующее ранее найденному z . Соединив теперь полученные значения $1/\mu$ с заданным для расчета значением $N(t)$ на шкале N прямой линией, на пересечении ее со шкалой $\lambda\sigma$ сделаем засечку, которую затем соединим с заданным значением σ на соответствующей шкале. Пересечение последней прямой со шкалой λ и дает искомый ответ. В случае, если величины $N(t)$ и σ достаточно круглые, то можно не пользоваться левой частью рис. 8.29, а, получив значение $1/\mu$, разделить его на $\sigma N(\sigma t)$ [см. формулу (8.38)].

В ряде случаев при определении класса РЭ надо определить максимальное значение ИО (λ_M). Дифференцируя (8.37) и приравнявая полученное выражение нулю, находим

$$\sigma + z_M = 1/\mu_M, \quad (8.39)$$

где $z_M = \ln(t_M/t)/\sigma$, $\mu_M = \mu(z_M)$. Если учесть, что [8.59]

$$\frac{1}{\mu(z)} \approx \begin{cases} 1/z, & z > 5; \\ \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-z^2/2), & z < -5, \end{cases}$$

то приближенное решение уравнения (8.39) имеет вид

$$z_M \approx \begin{cases} 1/\sigma, & 0 < \sigma \leq 0,2 \quad (z_M \geq 5); \\ -\sigma, & 2,5 \leq \sigma \quad (z_M \leq -2,5). \end{cases} \quad (8.40)$$

Для $\sigma \in [0,2; 2,5]$ решение уравнения (8.39) проще всего найти графически. Для этого на рис. 8.29 под графиком функции $1/\mu(z)$ (по оси ординат логарифмический масштаб) приведен график той же функции в равномерном масштабе по оси ординат. Для определения z_M через точку заданного значения σ на оси OV надо провести прямую, параллельную штрихпунктирной линии ($y=z$), до пересечения с функцией $1/\mu(z)$. Точка пересечения и дает искомое значение z_M , откуда $\lambda_M = 1/\sigma N_M z_M$.

Пример 8.6. Пусть требуется найти ИО приборов в момент $t = 8000$ ч, если известно, что закон распределения отказов логарифмически нормальный, $t = 2 \cdot 10^5$ ч, $\sigma = 0,8$.

Находим: $t/t = 8 \cdot 10^3 / 2 \cdot 10^5 = 4 \cdot 10^{-2}$, откуда по номограмме рис. 8.29 получаем (см. пункт) $\lambda \approx 10^{-8}$ 1/ч.

Если бы нам надо было найти λ_M , то в данном случае для $\sigma = 0,8$ соответствующая точка на оси OV лежит на кривой $1/\mu(z)$, т. е. в данном случае $z_M \approx 0$. Это означает, что максимальное значение ИО достигается при $t \approx t$. В этом случае для нахождения λ_M нельзя использовать соотношение $\lambda_M = 1/\sigma t_M z_M$, а надо воспользоваться номограммой в обычном порядке, что дает $\lambda_M \approx 5 \cdot 10^{-6}$ 1/ч. Можно убедиться, что применение номограммы, изображенной на рис. 8.28, приводит практически к тем же значениям.

Хотя в формулах (8.36) — (8.38) в качестве аргумента мы записали переменную N , они справедливы, если в качестве аргумента будет t . Следовательно, номограммы, изображенные на рис. 8.26 — 8.29, можно использовать при расчетах величин $R(t)$ или $\lambda(t)$. Это обстоятельство отражено на всех указанных номограммах, для чего соответствующие шкалы имеют двойное обозначение: $N/\bar{N}$ и $t/\bar{t}$ и т. д.

Методика расчета ПН СПП в переменных и комбинированных режимах. Методы расчета ПН в переменных и комбинированных режимах весьма сложны и недостаточно освещены в литературе. Достаточно заметить, что к этой проблеме нет ни единого подхода, ни установившейся терминологии, ни системы обозначений. Поэтому прежде всего остановимся на тех принципах, которые лежат в основе последующих расчетов.

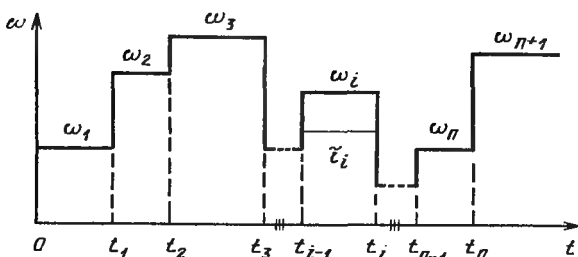


Рис. 8.30. Схематическое изображение переменного режима работы

Пусть нам известен закон распределения отказов для любого сочетания уровней действующих факторов (т. е. для постоянных нагрузок знаем любую из функций $R(t)$, $F(t)$, $\lambda(t)$ или $f(t)$). Возникает вопрос: как, зная зависимости ПН от времени для постоянных нагрузок, рассчитать ПН при переменной нагрузке? Сформулируем эту проблему более точно. Принято считать, что с достаточной для оценок надежности точностью произвольный переменный режим может быть аппроксимирован ступенчатым режимом $\tilde{\omega}(t)$ типа изображенного на рис. 8.30. Условимся записывать такой режим в виде $\tilde{\omega}(t) = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_i, \dots, \omega_n, \omega_{n+1}\} \equiv \omega_{1, \dots, n+1}$, где $\omega_i = [X_i, Y_i, \dots]$ — режим с i -й интенсивностью действующих факторов. Здесь буквами X , Y и т. п. обозначены нагрузки, которые входят в формулы для ПН (т. е. это или средняя температура структуры, или нагрузка приборов по напряжению и т. д.). Примем, что переключение от режима ω_{i-1} к ω_i происходит в момент времени t_{i-1} (рис. 8.30), а длительность работы в i -м режиме обозначим $\tau_i (\equiv t_i - t_{i-1})$, при этом условимся считать, что режим ω_{n+1} длится от $t = t_n$ до $t = \infty$. Следуя работе [8.83], функцию распределения отказов в режиме $\tilde{\omega}_{1, \dots, n+1}$ обозначим $F(t | \omega_1, \dots, \omega_{n+1}) \equiv F_{1, \dots, n+1}(t)$. Аналогичные обозначения будем использовать для ВБР и ИО. Пусть теперь приборы работают в режиме $\tilde{\omega}_{1,2} = \{\omega_1, \omega_2\}$ (рис. 8.31, а) и нам

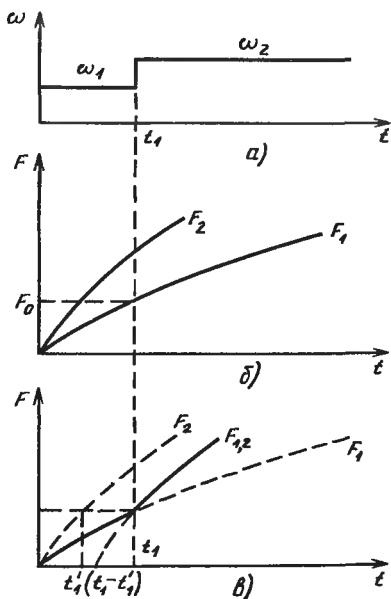


Рис. 8.31. Схематическое изображение функции распределения отказов для двухступенчатого переменного режима

известны функции $F(t|\omega_1) \equiv F_1(t)$ и $F(t|\omega_2) \equiv F_2(t)$ (рис. 8.31, б). Проблема заключается в следующем: можно ли выразить закон распределения отказов в режиме $\tilde{\omega}_{1,2} [F_{1,2}(t)]$ через функции $F_1(t)$ и $F_2(t)$, и, если можно, как это сделать? Оказывается, что без привлечения некоторых постулатов эта задача не имеет решения, так как в общем случае [8.82]

$$F_{1,2}(t) = \begin{cases} F_1(t), & 0 \leq t \leq t_1; \\ F_{1,2}^*(t), & t_1 \leq t \leq \infty, \end{cases} \quad (8.41)$$

где $F_{1,2}^*(t)$ может быть никак не связана ни с $F_1(t)$, ни с $F_2(t)$. Другими словами, если не пользоваться дополнительными постулатами, то для определения функций вида $F_{1,2,\dots,n+1}(t)$ необходимо проводить испытания в соответствующем режиме. Задача эта явно безнадёжна, особенно если учесть, что даже при одинаковых уровнях нагрузки (ω_i) изменение хотя бы одного момента переключения (t_i) ведет к изменению функции $F_{1,2,\dots,n+1}(t)$ для всех $t > t_i$. Наиболее подходящим принципом, позволяющим выразить $F_{1,\dots,n+1}(t)$ через $F_i(t)$, представляется так называемый принцип Седякина [8.83]. Он заключается в том, что функция $F_{1,2}^*(t)$ в (8.41) совпадает со сдвинутой на величину $(t_1 - t'_1)$ кривой $F_2(t)$, причем $F_1(t_1) = F_2(t'_1)$ (рис. 8.31, в). Из принципа Седякина следует, что [8.84]

$$\lambda_{1,2}(t) = \begin{cases} \lambda_1(t), & 0 \leq t \leq t_1; \\ \lambda_2(t + t'_1 - t_1), & t_1 \leq t, \end{cases} \quad (8.42)$$

где $\lambda_{1,2}(t) \equiv \lambda(t|\omega_1, \omega_2)$ и $\lambda_1(t) \equiv \lambda(t|\omega_1)$, $\lambda_2(t) \equiv \lambda(t|\omega_2)$, а t'_1 определяется из уравнения

$$\int_0^{t_1} \lambda_1(z) dz = \int_0^{t'_1} \lambda_2(z) dz. \quad (8.43)$$

Именно выражения (8.42), (8.43) будут в дальнейшем использованы наиболее часто. В дополнение к принципу Седякина при расчетах ПН в переменных режимах часто используют постулат о линейной связи между моментами отказов при различных уровнях нагрузки. Его смысл заключается в следующем. На рис. 8.31 видно, что каждому значению вероятности отказа F_0 соответствуют определенные моменты t_1 в режиме ω_1 и t_2 в режиме ω_2 . В общем случае можно записать $t_1 = g(t_2)$, где $g(\tau)$ — неубывающая функция τ [8.82]. Если же

$$t_1 = at_2, \quad (8.44)$$

где a — константа, не зависящая от времени, но зависящая от соотношения нагрузок в режимах ω_1 и ω_2 , то говорят о линейной связи моментов отказов в этих режимах. В [8.82]

показано, что если выполняется (8.44), то $F_{1,2}(\tau_1 + \tau_2) = F_{2,1}(\tau_1 + \tau_2)$, т. е. вероятность отказа (ВБР или ИО) в момент $\tau_1 + \tau_2$ не зависит от порядка следования режимов работы. Это позволяет упростить расчет ПН за счет суммирования тех τ_i , которые отвечают одинаковым уровням нагрузки.

Наконец, в циклических РЭ в некоторых, оговоренных далее, случаях для расчетов будет использован принцип Пальмгрена-Майнера. Его детерминистическая трактовка имеет следующий вид. Пусть $N(\omega_i) \equiv N_i$ — число циклов до отказа, выдерживаемых приборами в режиме ω_i ($\omega_i = \{\Delta T_i\}$ для режима термоциклирования или $\omega_i = \{(\Delta T_{hs})_i\}$ для режима импульсного циклирования). Тогда

$$\sum_{i=1}^{N(\tilde{\omega})} (1/N(\omega_i)) = \sum_{i=1}^m (n_i/N_i) = 1, \quad (8.45)$$

где $N(\omega)$ — число циклов до отказа, определяемое в режиме $\tilde{\omega}_{1,2,\dots}$;

n_i — число циклов при нагрузке ω_i , причем $\sum_{i=1}^m n_i = N(\tilde{\omega})$. Заметим,

что при экспоненциальном законе распределения наработки до отказа принцип Седякина совпадает с принципом Пальмгрена-Майнера, причем в этом случае выполняются равенство (8.44) и вытекающие из него следствия.

Вернемся к рассмотрению собственно методов расчета ПН СПП в переменных режимах. Во избежание возможных недоразумений заметим следующее. Произвольный РЭ, принадлежащий одному классу, будет постоянным или переменным в зависимости от того, постоянны или переменны во времени величины X_i , Y_i и т. д. [т. е. T_{jAV} , $(U/U_{RM})_i$, ΔT и т. п.], причем мгновенные значения температуры (T_j) загрузки приборов по напряжению и т. д. могут быть периодическими функциями времени.

Приведем методику расчета ИО в стационарных РЭ.

Пусть $\tilde{\omega}(t) = \tilde{\omega}_{1,2}$, причем $\omega_i = \{T_i, (U/U_{RM})_i\}$ и требуется определить ВБР при $t > t_1$, а также среднюю за время t ИО $\bar{\lambda}$. Из формулы (8.43) имеем $\lambda_1 t_1 = \lambda_2 t'_1$, где $\lambda_i \equiv \lambda(t|\omega_i) = \lambda(T_i, (U/U_{RM})_i)$. Отсюда находим

$$R(t > t_1) = \exp[-\lambda_2(t + t'_1 - t_1)]; \quad (8.46)$$

$$\bar{\lambda} = \lambda_2 [1 + (\lambda_1/\lambda_2 - 1)t_1/t]. \quad (8.47)$$

Легко показать, что для режима $\tilde{\omega}_{1,\dots,n+1}$ средняя к моменту t_n ИО

$$\bar{\lambda} = (\sum \lambda_i \tau_i) / (\sum \tau_i). \quad (8.48)$$

Пусть РЭ имеет вид $\tilde{\omega}(t) = \{\omega_1, \omega_2, \omega_1, \omega_2, \dots\}$, где ω_i заданы так же, как и раньше. Тогда из (8.48) вытекает, что

$$\bar{\lambda} = (\lambda_1 t_1^\Sigma + \lambda_2 t_2^\Sigma) / (t_1^\Sigma + t_2^\Sigma), \quad (8.49)$$

где t_1^Σ и t_2^Σ — суммарное время работы в режиме ω_1 и ω_2 соответственно. Перепишем теперь (8.49) с учетом формулы (8.29) в следующем виде:

$$\bar{\lambda} = \lambda_1 (1 + \kappa_T \kappa_U t_2^\Sigma / t_1^\Sigma) / (1 + t_2^\Sigma / t_1^\Sigma). \quad (8.50)$$

В тех случаях, когда $t_2^\Sigma \ll t_1^\Sigma$, вместо (8.50) имеем

$$\bar{\lambda} = \lambda_1 (1 + \kappa_T \kappa_U t_2^\Sigma / t_1^\Sigma). \quad (8.51)$$

Рассмотрим методику расчета ПН в циклических режимах.

Пусть $\tilde{\omega} = \{\omega_1, \omega_2\}$, причем $\omega_1 = \{\Delta T_1\}$ и $\omega_2 = \{\Delta T_2\}$. Требуется определить число циклов n_2 , которое приборы проработают в режиме ω_2 после того, как они проработали n_1 циклов в режиме ω_1 . При такой постановке задачи целесообразно использовать принцип Пальмгрена-Майнера. Из соотношения (8.45) имеем

$$n_1 / N(\Delta T_1) + n_2 / N(\Delta T_2) = 1,$$

откуда с учетом связи между N и ΔT [см. формулу (8.6)] получаем

$$n_2 = (N_1 - n_1) (\Delta T_1 / \Delta T_2). \quad (8.52)$$

Здесь, как и раньше, $N_1 \equiv N(\Delta T_1)$. Легко видеть, что этот расчет позволяет оценить число циклов до отказа в одном РЭ по известному количеству циклов, проработанных в другом режиме. Данный метод рекомендуется использовать при отсутствии сведений о законе распределения величины N .

Рассмотрим методику расчета ИО в переменных режимах при непостоянной функции интенсивности.

Пусть $\tilde{\omega}(t) = \omega_{1, \dots, n+1}$, причем $\lambda(t | \omega_i) \equiv \lambda_i(t)$. Применяя последовательно (8.42) и (8.43) к режиму $\tilde{\omega}(t)$, получаем

$$\lambda(t | t > t_k, \omega_{k+1}) = \lambda_{k+1}(t + t'_k - t_k), \quad (8.53)$$

где t'_k находится из решения рекуррентной системы уравнений

$$\int_0^{t'_{k-1} + t_k} \lambda_k(z) dz = \int_0^{t'_k} \lambda_{k+1}(z) dz, \quad k = 1, 2, \dots, n; \quad t'_0 = 0. \quad (8.54)$$

Чтобы вывести из (8.50), (8.54) явные аналитические выражения, надо задаться конкретным видом функций $\lambda_i(t)$. Примем, что в переменных режимах работы выполняются не только соотношения (8.42), (8.43), но и (8.44). Основанием для этого является допущение о том, что изменение интенсивности тех или иных внешних воздействий не меняет доминирующего механизма отказов (или их совокупности). Это означает, что закон распределения отказов меняет не свою форму, а лишь масштаб по времени. Иначе, моменты отказов одних и тех же изделий в различных режимах отличаются постоянным множителем, одинаковым для всех элементов партии и за-

висящим от вида функциональной модели надежности и соотношения нагрузок в этих режимах. Это предположение используется повсеместно в теории ускоренных испытаний для пересчета к нормальному режиму [8.82] (если же форма распределения изменяется, то считают, что нарушается условие автомодельности). Дальнейший анализ показывает, что предположение (8.44) накладывает довольно жесткие ограничения на варьирование параметров законов распределений от режима к режиму. Продемонстрируем это на примере распределения Вейбулла. Из формулы (8.43) находим $(t_1/\theta_1)^{\beta_1} = (t'_1/\theta_2)^{\beta_2}$, откуда $t_1 = \theta_1 (t'_1/\theta_2)^{\beta_2/\beta_1}$. Для того чтобы выполнялось еще и условие (8.44), надо потребовать, чтобы $\beta_1 = \beta_2$. Это означает, что при изменении нагрузок варьируется только параметр θ , а параметр формы β остается постоянным. Аналогичным образом можно найти и ограничения на параметры для других законов распределения. Полученные результаты для самых распространенных распределений сведены в табл. 8.13. С учетом этих ограничений из (8.53), (8.54) легко вывести формулы для t'_k , которые приведены во второй колонке табл. 8.13. Таким образом, при переменной во времени ИО ее значение на $(k+1)$ -й ступени дается формулой (8.53), где t'_k определяется по приведенным в табл. 8.13 выражениям. Для вейбулловского и логарифмически нормального распределений приведенные формулы обобщают результаты работы [8.33] на произвольный РЭ. Для циклических режимов в формулах этого параграфа надо t заменить на N .

Таблица 8.13. Формулы для расчета ИО в переменных РЭ

Название распределения, условное обозначение	Значение t'_k	Ограничения на параметры, принятые при расчете
Экспоненциальное (показательное), $\exp(t \lambda)$	$\sum_{i=1}^k \lambda_i \tau_i / \lambda_{k+1}$	—
Нормальное (Гаусса), $\text{gau}(t \mu, \sigma)$	$\sigma_{k+1} \sum_{i=1}^k (\tau_i / \sigma_i)$	$\mu_i / \sigma_i = \text{const}$
Логарифмически нормальное, $\text{lgau}(t t, \sigma)$	$\check{t}_{k+1} \sum_{i=1}^k (\tau_i / t_i)$	$\sigma_i = \text{const}$
Вейбулла, $\text{wei}(t \beta, \theta)$	$\theta_{k+1} \sum_{i=1}^k (\tau_i / \theta_i)$	$\beta_i = \text{const}$
Экстремальных значений 1-го рода (Гумбеля), $\text{gumb}(t \eta, \gamma)$	$\eta_{k+1} \sum_{i=1}^k (\tau_i / \eta_i)$	$\gamma_i / \eta_i = \text{const}$
С экспоненциально-убывающей ИО, $\text{dexp}(t \delta, \alpha)$	$\sum_{i=1}^k (\alpha_i \tau_i) / \alpha_{k+1}$	$\delta_i / \alpha_i = \text{const}$

Рассмотрим методику расчета ПН СПП в комбинированных режимах.

Как отмечалось, если режим может быть одновременно отнесен к r классам, то он называется комбинированным ($\omega_i \in \bigcap \Omega_j$). Предположение о том, что действует один и тот

же механизм отказа, становится в этом случае весьма сомнительным, и потому от допущения (8.44) следует отказаться. Возможен случай, когда ресурс расходуется независимо в различных областях структуры, и тогда соответствующие ИО можно просто складывать. Рассмотрим различные варианты комбинированных режимов более подробно.

Пусть $\tilde{\omega} \in \Omega_t \cap \Omega_c$. Физически такой режим представляет чередование рабочих периодов тока и напряжения произвольной формы, в течение которых структура нагревается до заданной температуры $T_j = T_1 \leq T_{jM}$ с паузами, во время которых прибор остывает до $T_j \geq T_a$. Требуется определить ИО в произвольный момент $t = n\tau$, причем длительность работы под нагрузкой равна τ_1 и длительность паузы τ_2 ($\tau = \tau_1 + \tau_2$). Во введенных обозначениях $\tilde{\omega} = \{\omega_1, \omega_2\}$, причем $\omega_1 = \{T, U/U_{RM}\}$, $\omega_2 = \{\Delta T\}$.

В связи с тем что механизмы отказов в нециклическом режиме и режиме термоциклирования различны, то до тех пор, пока $T_{jAV} = \text{const}$, ресурс в этих режимах будет расходоваться независимо. Поэтому полный ресурс, израсходованный в режиме $\tilde{\omega}_{1,2}$,

$$r(t, n) = \int_0^t \lambda_t(z) dz + \int_0^n \lambda_c(z) dz, \quad (8.55)$$

откуда для ИО в момент $n\tau$ получаем

$$\lambda(\Omega_t \cap \Omega_c) = \lambda_t(n\tau_1) + \lambda_c(n\tau). \quad (8.56)$$

Здесь в формуле (8.56) мы перешли от переменной N_c в функции $\lambda_c(N)$ к переменной $t - \lambda_c(t)$. Этот переход осуществляется либо через среднюю частоту циклирования, либо через среднюю длительность цикла. В частности, для распределения Вейбулла $\lambda(N)$ перейдет в $\lambda(t)$ просто при замене θ на θt и одновременной замене N на t , для логарифмически нормального распределения надо вместо $\bar{N}$ подставить $\bar{N}\tau$ и т. п.

Если ввести среднюю ИО ($\bar{\lambda}$), такую, чтобы ВБР при $t = n\tau$ в режиме $\tilde{\omega}_{1,2}$ была равна $\exp(-\bar{\lambda}t)$, то

$$\bar{\lambda} = \lambda_t \tau_1 / \tau + \langle \lambda_c \rangle / \tau, \quad (8.57)$$

где $\langle \lambda_c \rangle \equiv \int_0^n \lambda_c(z) dz / n$. Стоит обратить внимание на то, что формула (8.57) формально аналогична широко известному выражению [8.84]

$$R(t) = \exp \left\{ - \left[\lambda_t \frac{t_n}{T_{\text{ц}}} + \lambda_{0t} \frac{(T_{\text{ц}} - t_n)}{T_{\text{ц}}} + \lambda_N f \right] \right\}, \quad (8.58)$$

где λ_t и λ_{0t} — ИО при работе и во время пауз; t_n и $(T_{\text{ц}} - t_n)$ — длительность работы и паузы соответственно; $T_{\text{ц}}$ — длительность цикла; f — частота циклирования.

Заметим, что выражение (8.57) получено для средней ИО при предположении о независимом расходе ресурса в этих РЭ и, кроме того, $\langle \lambda_c \rangle \neq \text{const}$ (т. е. λ также $\neq \text{const}$).

Пусть $\tilde{\omega} \in \Omega_t \cap \Omega_p$. Физически это соответствует стационарному режиму с высоким значением di/dt . Здесь уже нельзя априори предполагать независимость расходования ресурса, а, напротив, он будет вырабатываться в «горячей точке» структуры. Пусть для определенности РЭ имеет вид $\tilde{\omega} = \{\omega_1, \omega_2, \omega_1, \omega_2, \dots\}$, где режим $\omega_1 \in \Omega_t$ и имеет постоянную ИО, равную λ_1 , а режим $\omega_2 \in \Omega_p$ и имеет ИО $\lambda_2(t) = \beta(t/\theta)^{\beta-1}/\theta$. Тогда, применяя последовательно формулу (8.54), получаем

$$r(t_{2k}) = ((\dots(((\lambda_1 \tau_1)^{1/\beta} + \tau_2/\theta)^{\beta} + \lambda_1 \tau_1)^{1/\beta} + \tau_2/\theta)^{\beta} + \dots + \tau_2/\theta)^{\beta}, \quad (8.59)$$

причем число слагаемых каждого вида в (8.59) одинаково и равно k . Зная $r(t)$, сразу находим $R(t) = \exp[-r(t)]$ и далее любые нужные ПН. Аналогичным образом следует поступать и в случае $\tilde{\omega} \in \Omega_t \cap \Omega_s$.

Наконец, еще один режим, представляющий интерес, — это $\tilde{\omega} \in \Omega_c \cap \Omega_p$. Физически это может быть, например, серия из n_0 коротких импульсов с большими di/dt , затем пауза, во время которой прибор остывает, и т. д. Тогда, чтобы определить число циклов, которые выдержит прибор до отказа (N_f), надо вычислить величины N_c и N_p по формулам типов (8.6), (8.8) для соответствующих значений ΔT и ΔT_{hs} и выбрать искомое $N_f = \min\{N_c, N_p/n_0\}$. Так же следует поступать и для режимов типов $\tilde{\omega} \in \Omega_c \cap \Omega_s$, $\tilde{\omega} \in \Omega_p \cap \Omega_s$.

Пример 8.7. а) Пусть в каком-то ПУ в пусковых режимах 2 раза в сутки (к примеру) средняя температура приборов в течение 10 с составляет 120°C , а в остальное время $T_{jAV} = 85^\circ \text{C}$. Будет ли это кратковременное повышение T_j влиять на ИО? Для получения ответа вычисляем величину $\kappa_T \kappa_U t_2^{\Sigma}/t_1^{\Sigma}$. Пусть $E_a = 1,0$ эВ, $T_{jM} = 140^\circ \text{C}$. Тогда по номограмме κ_T (85°C) = 0,013 и κ_T (120°C) = 0,21 ($\kappa_U = \text{const}$). Так как $t_2^{\Sigma}/t_1^{\Sigma} = 10(12 \cdot 3600)$, то в итоге получаем, что $\kappa_T \kappa_U t_2^{\Sigma}/t_1^{\Sigma} = 0,004 \ll 1$, т. е. такие пусковые режимы не влияют на ИО. Если бы пусковой режим протекал каждый раз в течение 10 мин, то $\kappa_T \kappa_U t_2^{\Sigma}/t_1^{\Sigma} \approx 0,27$ и, следовательно, ИО возросла бы за счет этих режимов почти на 1/3.

б) Пусть длительность периода приработки равна 2000 ч и ИО на этом участке $[\lambda_1(t)]$ описывается распределением

Вейбулла с параметрами $\beta=0,4$ и $\theta=2 \cdot 10^4$ ч. При $t \geq 2000$ ч интенсивность отказов постоянна и равна $\lambda_2=8 \cdot 10^{-5}$ 1/ч. Определим ВБР в момент $t=2000$ ч и какой наработке в режиме ω_2 эквивалентны первые 2000 ч ($t'_1=?$).

Из (8.5) имеем $\int_0^{2000} \lambda_1(z) dz = (2000/(2 \cdot 10^4))^{0,4} \approx 0,4 = \lambda_2 t'_1$, откуда $t'_1=5000$ ч. Вероятность безотказной работы $R(2000)=\exp(-0,4) \approx 0,67$.

в) Пусть $\omega \in \Omega_i \cap \Omega_c$, причем $\lambda_i=5 \cdot 10^{-5}$ 1/ч, $\tau_1=10$ с, $\tau=120$ с, $\lambda_c=5 \cdot 10^{-6} (N_c/10^5)^{-0,5}$. Определить ИО через $n=10^4$ циклов и среднюю ИО $\bar{\lambda}$ за это время.

Заменяя $\theta=10^5$ ч на $\theta\tau=3,33 \cdot 10^3$ ч, имеем для ИО выражение $\lambda_c(t)=1,5 \cdot 10^{-4} (t/3,33 \cdot 10^3)^{-0,5}$, откуда для $t=n\tau=10^4 \cdot 1/30$ получим $\lambda_c \approx 4,7 \cdot 10^{-4}$ 1/ч. Так как λ_i в этом случае постоянна, то окончательно имеем $\bar{\lambda}=5,2 \cdot 10^{-4}$ 1/ч.

г) Пусть при тех же исходных данных, которые даны в п. «в» примера 8.7, требуется определить класс РЭ. Тогда, в силу того, что $\lambda_i=5 \cdot 10^{-5}$ 1/ч $\ll \lambda_c=(n\tau)=4,7 \cdot 10^{-4}$, $\omega \in \Omega_c$. Последнее, однако, верно не всегда, поскольку $\lambda_i=\text{const}$, а λ_c уменьшается во времени. Поэтому, если заданное число циклов (n) будет не 10^4 , а, например, 10^5 , то $\lambda_c=1,5 \cdot 10^{-4}$, что уже сравнимо с λ_i , и потому $\omega \in \Omega_i \cap \Omega_c$ и т. д.

д) Определение класса по наработке проиллюстрируем на следующем примере. Пусть в нециклическом режиме приборы подвергаются воздействию такого di/dt , что локальный перегрев $\Delta T_{hs}=15^\circ \text{C}$, и пусть частота приложения этих воздействий равна 50 Гц. Тогда в соответствии со значениями параметров Φ_p и r (8.9) $N_p \approx 1,1 \cdot 10^{11}$ ц, или $T_p \approx 618000$ ч непрерывной работы. Если λ_i для этих приборов примерно равно $5 \cdot 10^{-5}$ 1/ч, то средняя наработка до отказа (при $\lambda_i=\text{const}$) составит $T_i=20000$ ч.

В связи с тем что $T_i \ll T_p$, то $\omega \in \Omega_i$. Если бы ΔT_{hs} было равно 60°C , то $N_p=5,6 \cdot 10^5$, или примерно 3,1 ч непрерывной работы, т. е. в этом случае $\omega \in \Omega_p$.

Некоторые практические рекомендации по расчетам ПН СПП. Ниже показано, как можно вычислять ПН СПП, используя имеющиеся реальные данные и не прибегая к громоздким формулам. Кроме того, приведены приближенные формулы для расчета некоторых ПН.

Первый пример, который рассмотрим, относится к одному из наиболее распространенных вариантов обобщенно-статистических моделей, а именно к модели дрейфа параметров (см. рис. 8.3). Исходными являются данные по долговечности диодов типа ВЛ-200 [8.85]. Изучались приборы, проработавшие от 0 до 12 лет в выпрямителях тяговых подстанций городского электрифицированного транспорта г. Москвы (режим термоцик-

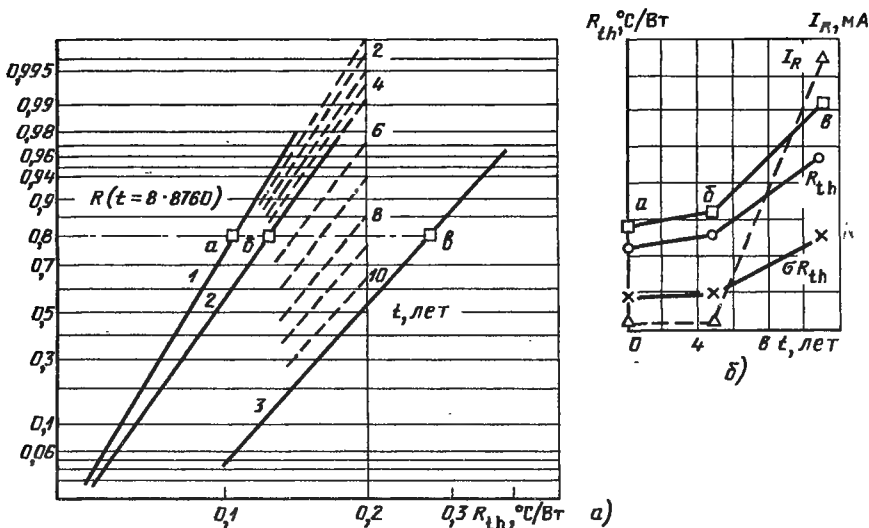


Рис. 8.32. Зависимость величин R_{th} и I_R , а также их распределений от времени по данным эксплуатации

лирования). Состояние приборов оценивалось по двум параметрам: обратному току диода при $T_j = 25^\circ \text{C}$ (I_R) и тепловому сопротивлению R_{th} . На рис. 8.32, а представлены функции распределения R_{th} в начале эксплуатации (1), через 5 (2) и через 11 (3) лет работы. Полученные из этих функций зависимости R_{th} и $\sigma(R_{th})$ от времени показаны на рис. 8.32, б. Полученная аналогичным образом зависимость I_R от времени приведена на рис. 8.32, б пунктиром. Обратим внимание на то, что после 6—8 лет работы у диодов данного типа начинается существенный рост величин R_{th} и I_R , при этом значения I_R могут и не выходить за пределы норм ТУ, так как в последних устанавливается ограничение лишь по току горячего состояния, который на много порядков больше исходных значений I_R при комнатной температуре (в данном конкретном случае $I_{RM} = 3 \text{ mA}$). Возрастание I_R в десятки и сотни раз (рис. 8.32) говорит о деградации прибора, поэтому при испытаниях на надежность необходимо не только контролировать токи закрытого состояния при $T_j = T_{jM}$, но и устанавливать критические значения для обратного тока (тока утечки) при комнатной температуре.

Покажем, как по кривым типа приведенных на рис. 8.32 определить γ -процентный ресурс t_γ СПП, если заданы критические значения R_{th} и I_R . Пусть $(R_{th})_M = 0,20^\circ \text{C/Wt}$ и надо найти $t_{0,8}$. Проведем горизонталь на рис. 8.32, а на уровне 0,8 (пунктир) и точки ее пересечения с прямыми 1—3 (точки

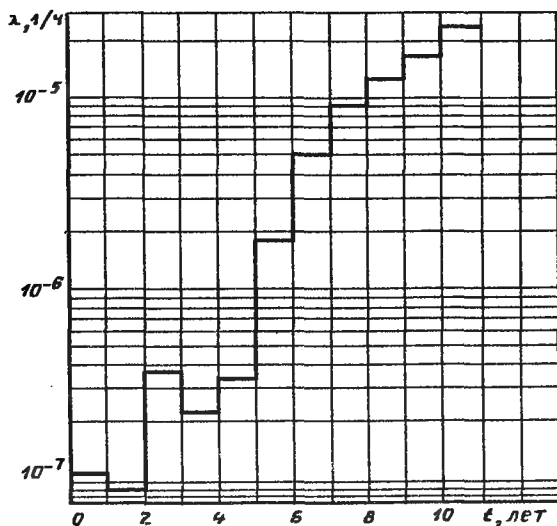


Рис. 8.33. Зависимость интенсивности параметрических отказов от времени (по данным рис. 8.32)

a — b наносим на рис. 8.32, b (квадратики). Соединяя точки a — b штрихпунктирной линией, находим $t_{0,8} \approx 8,5$ года. Подобная процедура позволяет на основе характеристик дрейфа параметров СПП оценивать такие ПН, как ВБР и гамма-процентный ресурс, не прибегая к громоздким аналитическим выражениям и аппроксимациям. Этот же график (рис. 8.32, a) можно использовать и для установления связи между дрейфом параметров и зависимостью ИО от времени. Для этого необходимо построить функции распределения величины R_{th} для промежуточных моментов. Эти функции находятся путем интерполяции или берутся непосредственно из эксперимента. Точка пересечения каждой из прямых со значением $(R_{th})_M$ дает ВБР для соответствующего момента времени, откуда по формуле (8.18) определяется ИО. На рис. 8.32, a показан результат применения этой процедуры для случая линейной интерполяции законов распределения теплового сопротивления. Соответствующая функция ИО приведена на рис. 8.33. Из нее, в частности, видно, что, хотя величина R_{th} монотонно увеличивается во времени, функция $\lambda(t)$ оказывается на некоторых участках немонотонной.

В качестве второго примера выведем одну полезную (приближенную) формулу для расчетов ПН при вейбулловском распределении отказов [8.86]. В соответствии с табл. 8.1 для ВБР имеем

$$R(t) = \exp [-(t/\theta)^B]. \quad (8.60)$$

Если рассматриваются времена t , много меньшие θ (т. е. пока процент отказов еще мал), то вместо (8.86) можно записать

$$R(t) \approx 1 - (t/\theta)^\beta. \quad (8.61)$$

Логарифмируя (8.86) и учитывая, что $\ln(1+x) \approx x$ при $x \ll 1$, имеем

$$\ln R(t) \simeq -(t/\theta)^\beta. \quad (8.62)$$

Положим, что нам известно значение ВБР в одном режиме и необходимо рассчитать ВБР в другом. Это означает, что нам известно значение $R(t_1, T_1)$ и надо найти $R(t_2, T_2)$ при условии, что отказы распределены по weibullловскому закону и $\beta = \text{const}$. Тогда (для малых вероятностей отказа) из (8.62) получаем

$$\frac{\ln R(t_1, T_1)}{\ln R(t_2, T_2)} = \frac{(t_1/\theta_1)^\beta}{(t_2/\theta_2)^\beta} = \left(\frac{t_1}{t_2} \frac{\theta_2}{\theta_1} \right)^\beta. \quad (8.63)$$

Если теперь принять, что для этих двух режимов применим закон Аррениуса, то можно в (8.63) заменить отношение θ_2/θ_1 через экспоненциальный множитель аррениусовского типа. Для этого надо учесть следующее обстоятельство. В § 8.2 и 8.5 отмечалось, что зависимости типа $\lambda(T) \sim \exp(-E_a/kT)$ обычно относятся к экспоненциальному закону распределения отказов ($\lambda = \text{const}$). Однако на практике закон Аррениуса применяют и при других законах распределения. Однако здесь возникает проблема: к какому моменту относить температурный множитель? В самом деле, ведь $\frac{\lambda(t_1, T_1)}{\lambda(t_2, T_2)}$ не может быть равно $\exp\left[-\frac{E_a}{k}\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right]$. Более того, даже если $t_1 = t_2$, то все равно для произвольного момента

$$\frac{\lambda(t_1, T_1)}{\lambda(t_1, T_2)} \neq \exp\left[-\frac{E_a}{k}\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right].$$

Оказывается, что в подобных случаях соотношение Аррениуса следует относить либо к средней или медианной наработке до отказа, либо к параметру масштаба, либо к какому-то фиксированному квантилю ВБР (это вытекает из принципа равной вероятности). Следовательно,

$$\frac{\theta_1}{\theta_2} = \exp\left[\frac{E_a}{k}\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right)\right]. \quad (8.64)$$

В соответствии с (8.29) обозначим величину

$$\exp \left[-\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \right]$$

как $\kappa(T_{1,2})$. Тогда

$$\frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{1}{\kappa(T_{1,2})}. \quad (8.65)$$

Подставив (8.65) в (8.63), получим формулу

$$\frac{\ln R(t_1, T_1)}{\ln R(t_2, T_2)} = \left[\frac{t_1}{t_2} \kappa(T_{1,2}) \right]^B, \quad (8.66)$$

которая может быть использована для пересчета ВБР от одного режима и момента к другим. Рассмотрим пример использования (8.66).

Пример 8.8. Пусть в технических условиях на прибор указано, что ВБР на 1000 ч равна 0,995. Требуется найти ВБР приборов данного типа при температуре p - n перехода 90°C в момент $t=5000$ ч. Известно также, что закон распределения отказов вейбулловский и значение $\beta=0,8$.

В связи с тем что в условии не указано, к какой температуре относится значение ВБР=0,995, то будем считать, что оно соответствует максимально допустимой температуре структуры. Пусть T_{JM} для данного типа приборов равна 125°C . Тогда $t_1=1000$, ч, $T_1=T_{JM}=125^\circ \text{C}$ и $R(t_1, T_1)=R(1000, 125)=0,995$. Следовательно, надо определить $R(t_2, T_2)=R(5000, 90)$. Для этого надо сначала определить величину $\kappa(T_{1,2})$. Так как в условиях примера ничего не сказано об E_a , то берем значение $E_a=0,5$ эВ. По рис. 8.23 или 8.22 находим $\kappa(T_{125,90}) \approx 0,25$. Теперь имеем в соответствии с (8.66)

$$\frac{\ln(0,995)}{\ln R_x} = \left(\frac{1000}{5000} 0,25 \right)^{0,8} = 0,09,$$

откуда $\ln R_x = -5,57 \cdot 10^{-2}$ и $R_x = R(5000, 90) \approx 0,95$. Так как это соответствует всего лишь 5% отказов, то условия, при которых выведено соотношение (8.66), соблюдены.

Следующий практический совет относится к вопросам планирования испытаний. Предположим, что необходимо, хотя бы грубо, оценить объем испытаний на надежность, не имея никаких таблиц, справочников и т. п. Тогда следует перевести требуемый ПН в значение ВБР. (Если задана ВБР, то ничего переводить не надо.) Если задана ИО, то

$$R = e^{-\lambda t} \approx 1 - \lambda t.$$

Найдя значение R , вычислим вероятность отказа F :

$$F(t) = 1 - R(t).$$

Полученное значение F записываем в виде дроби $A/10^k$. Эта дробь означает, что из 10^k приборов в среднем откажут A штук. Находим величину, обратную $F: 10^k/A$. Эта величина и будет давать примерный минимальный объем испытаний, необходимых для подтверждения R .

Пример 8.9. Определим примерный объем испытаний, требуемый для подтверждения следующих ПН: а) $\tilde{t}=10^4$ ч; б) $\lambda=3 \cdot 10^{-6}$ 1/ч; в) $R(1000)=0,98$.

Решение. а) t — медианная наработка, т. е. $R(\tilde{t})=0,5$. $F(t)=0,5=5/10$. $1/F(\tilde{t})=10/5=2$, т. е. надо два прибора испытывать в течение 10^4 ч.

б) $\lambda=3 \cdot 10^{-6}$ 1/ч. Пусть возможная длительность испытаний составляет 1000 ч. Тогда $R \approx 1 - 3 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 1 - 0,003 = 0,997$.

Соответственно $F=0,003=3/1000$. Следовательно, $1/F=1000/3 \approx 333$ шт.

в) $R=0,98$, т. е. $F=1-0,98=0,02=2/100$. Следовательно, $1/F=100/2=50$ шт.

Можно убедиться в том, что для определенных параметров планов испытаний планирование по точным формулам дает в случае «а» $n \approx 3$, в случае «б» $n \approx 350$ и в случае «в» $n \approx 60$.

В заключение рассмотрим ряд публикаций, содержащих методические погрешности в расчетах ПН СПП [8.88].

В [8.89] приведены данные о том, что СПП имеют два вида отказов: пробой (замыкания), составляющие 80% повреждений, и обрывы, на долю которых приходится около 20% отказов. Отсюда автор делает вывод, что ИО СПП есть сумма интенсивностей замыканий λ_z и обрывов λ_o , причем $\lambda_z=0,8\lambda_b$ и $\lambda_o=0,2\lambda_b$, где λ_b — некоторая базовая (расчетная) ИО. Дальнейшие расчеты в [8.89] построены на соотношении

$$\lambda = \lambda_z + \lambda_o = 0,8\lambda_b + 0,2\lambda_b, \quad (8.67)$$

где λ — полная ИО силового ПП.

Между тем соотношение (8.67) неверно, так как ИО является условной, а не безусловной вероятностью. Поэтому правильное соотношение между λ_z и λ_o может быть найдено следующим образом. В связи с тем что вероятность замыкания составляет 80%, вероятность безотказной работы (ВБР) за фиксированное время t для замыканий R_z составляет 0,2. Соответственно ВБР для обрывов R_o за то же время равна 0,8. Приняв экспоненциальный закон распределения наработки до отказа (см. табл. 8.1), имеем соотношения

$$\left. \begin{aligned} R_z &= \exp(-\lambda_z t) = 0,2; \\ R_o &= \exp(-\lambda_o t) = 0,8. \end{aligned} \right\} \quad (8.68)$$

Из (8.68) можно получить, что $\lambda_z/\lambda_o=7,2$ (а не 4, как

в [8.89]) и вместо формулы (8.67) запишем

$$\lambda = \lambda_a + \lambda_b \approx 0,88\lambda_a + 0,12\lambda_b. \quad (8.69)$$

В работе [8.90] предлагается модель надежности для двухступенчатых испытаний, при которых одну и ту же партию изделий в интервале времени $0-t_1$ испытывают при температуре T_1 , а в интервале t_1-t_2 —при температуре T_2 . Предполагается также, что справедлива экспоненциальная модель надежности и $\lambda(T_1)=\lambda_1$, $\lambda(T_2)=\lambda_2$. Предложенное авторами решение в интервале t_1, t_2 совпадает с результатом, вытекающим из принципа Седякина [8.83]. Однако распространение его на интервал $[0, t_1]$, что сделано в названной работе [см. формулу (6) и текст перед ней], неправомерно. Это видно хотя бы из того, что ВБР при $t=0$ по второй из формул (6) в [8.90] равна константе a , которая не равна 1. В результате этой неточности окончательная формула модели надежности для двухступенчатых испытаний, имеющая в [8.90] вид

$$R(t, T) = \exp[-\lambda(T)t],$$

тоже неверна, так как она не учитывает наличие двух ступеней с разными значениями ИО и противоречит всему предшествующему рассмотрению.

В работе [8.45] определяется зависимость числа циклов до отказа внешних воздействий и параметров приборов. Определив зависимости циклостойкости сначала от фактора $N_1=f(di/dt)$, а потом—от фактора $N_2=\varphi(r)$, авторы далее утверждают следующее: «Поскольку величины N_1 и N_2 являются событиями независимыми, то вероятное число воздействий до отказа в зависимости от значений di/dt и r определяется как произведение величин N_1 и N_2 :

$$N = N_1 N_2 = f(di/dt)\varphi(r),$$

где r —есть импульсное сопротивление тиристора, измеренное в некотором режиме». Данное утверждение является ошибочным, так как из независимости событий отказ под действием заданного di/dt при $r=\text{const}$ и отказ приборов, имеющих заданное значение r при $di/dt=\text{const}$, не вытекает необходимость перемножать N_1 и N_2 . Перемножать надо вероятности соответствующих событий, которые должны быть предварительно введены. Следовательно, готовую формулу (11) работы [8.45] нельзя считать обоснованной и применять при прогнозе циклостойкости силовых тиристоров.

В [8.91] автор исследовал вопрос о том, какой из законов распределения (вейбулловский или логарифмически-нормальный) предпочтителен для расчетов ВБР некоторой технической системы, состоящей из СПП. При этом сравнение проводится

при условии равенства двух первых моментов распределений wei и $lgau$. Однако из приведенных в [8.91] исходных данных следует, что для wei -распределения параметр формы был больше единицы (1.79), т. е. ИО в этом случае была монотонно возрастающей функцией времени (см. табл. 8.1). В то же время ИО $lgau$ -распределения есть немонотонная функция, которая сначала растет, а затем, пройдя максимум, падает. Следовательно, выводы, полученные в [8.91], относятся к распределениям, описывающим в принципе различное поведение элементов во времени. Это в свою очередь вызывает вопрос: а стоит ли сравнивать друг с другом такие расчеты, когда надежность элементов в одном случае со временем повышается, а в другом — понижается?

В работе [8.92] предлагается считать, что ВБР изделий есть функция их качества (q):

$$R(t) = \int_0^{\infty} R(t/q) f(q) dq,$$

где $R(t/q)$ — ВБР при заданном качестве q . Далее, взяв для функций $R(t)$ и $f(q)$ экспоненциальное распределение, автор с помощью преобразования Эфроса получил, что

$$R(t/q) = I_0(2\sqrt{qabt}), \quad (8.69)$$

где I_0 — функция Бесселя первого рода нулевого порядка [a и b — параметры функций $R(t)$ и $f(q)$]. Использование (8.69) для ВБР вызывает, как минимум, два возражения. Во-первых, функция $I_0(x)$ при $x > 2,4$ становится отрицательной, т. е. $2\sqrt{qabt}$ должно быть меньше 2,4, а, следовательно, $t < 1,44/qab$. Во-вторых, ИО, отвечающая формуле (8.69), оказывается возрастающей функцией, стремящейся к бесконечности при $2\sqrt{qabt} \rightarrow 2,4$. Это означает, что ИО изделий, имеющих одинаковое качество — быстро возрастающая функция времени. Это не согласуется с имеющимися данными по эксплуатационной надежности, согласно которой для СПП в основном наблюдается постоянная или уменьшающаяся ИО.

В работе [8.32] предложен метод ускоренной оценки надежности ПП, основанной на объединении испытаний на долговечность при постоянной температуре с испытаниями на термоциклостойкость. Предложенная автором [8.32] расчетная модель основана на следующих соотношениях. Распределение отказов в режиме температурного воздействия считается экспоненциальным, причем ИО зависит от температуры по закону Аррениуса. Это означает, что средняя наработка до отказа

$$MTTF_0 = A \exp(E_a/kT) \quad (8.70)$$

(в [8.32] автор все время использует обозначение $MTBF$ —

среднее время между отказами, но так как ПП являются невосстанавливаемыми элементами, то точнее говорить о $MTTF$, а не о $MTBF$, что для дальнейшего рассуждения непринципиально). Распределение отказов при термоциклировании считается нормальным (gau), а среднее число циклов до отказа ($\bar{N}$) экспоненциально зависит от перепада температуры за цикл. Далее автор [8.32] вводит величину

$$\delta = MTTF_0 / \bar{N}, \quad (8.71)$$

после чего основное уравнение предлагаемой модели надежности имеет вид

$$MTTF = MTTF_0 - \delta n, \quad (8.72)$$

где $MTTF$ — среднее время до отказа в условиях последовательных испытаний на термоциклирование и долговечность; $MTTF_0$ — тот же параметр, но при отсутствии испытаний на циклоустойкость; n — число циклов при испытаниях на циклоустойкость. Смысл формулы (8.72) сводится к тому, что испытания на термоциклоустойкость вырабатывают ресурс прибора, уменьшая время до его отказа. Здесь хотелось бы обратить внимание на следующие обстоятельства.

Во-первых, из (8.7), (8.72) видно, что $MTTF = 0$, если $n = \bar{N}$. Это означает, что в (8.72) неявно заложено предположение о равенстве числа отказавших приборов за время $MTTF_0$ и за $\bar{N}$ температурных циклов. Между тем это не так, из-за того что за время $MTTF_0$ отказывает $[1 - \exp(-1)] = 0,632 = 63,2\%$ приборов, а $\bar{N}$ (как следует из текста статьи) соответствует отказу 50% приборов.

Во вторых, обозначив $MTTF_0 = 1/\lambda_0$ и $MTTF = 1/\lambda$, имеем

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda_0} - \frac{n}{\bar{N}\lambda_0},$$

откуда

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{1 - n/\bar{N}}. \quad (8.73)$$

В то же время есть все основания считать, что при испытаниях на долговечность и при термоциклировании работают различные механизмы отказов, так как в одном случае мы ускоряем различные физико-химические процессы в объеме и на поверхности ПП, а в другом усталостные явления на контакте разнородных материалов. При этом ИО в комбинации из двух вышеописанных режимов должна быть равна сумме соответствующих ИО, т. е.

$$\lambda = \lambda_0 + \lambda(n), \quad (8.74)$$

где $\lambda(n)$ — ИО в режиме термоциклирования. Сравнивая (8.74) с (8.73), видим, что

$$\lambda(n) = \lambda_0 n / (\bar{N} - n). \quad (8.75)$$

Однако (8.75) противоречит тому условию, что отказы приборов при термоциклировании распределены нормально. И наоборот. Если известен закон распределения отказов, мы знаем функцию $\lambda(n)$, и тогда из (8.74) можно вычислить полную ИО в данном комбинированном режиме и оценить *MTTF*. При этом выражения (8.72) мы, естественно, не получим. Стоит отметить, что по данным автора среднее число отказов при испытаниях на долговечность равно 2,8. В то же время из рис. 1 [8.32] $\lambda(T=200^\circ \text{C}) = 10^{-4} \text{ 1/ч}$ и ВБР за 600 ч $\exp(-10^{-4} \cdot 600) = 0,942$ таким образом вероятность отказа приблизительно равна 0,06, т. е. около трех приборов на партию в 50 шт. Это означает, что данные испытания, по-видимому, независимы друг от друга.

В [8.93] предпринята попытка рассчитать зависимость интенсивности параметрических отказов от времени для силовых ПП. Идея работы состоит в следующем: по мере циклирования растет тепловое сопротивление приборов, что приводит к росту температуры структуры этих приборов T_j и отказу прибора при $T_j \geq T_{j\max}$. Однако, хотя авторы утверждают, что интересующие их режимы эксплуатации являются циклическими, они нигде не используют зависимость числа циклов до отказа N от ΔT и потому возникает вопрос: а не может ли так оказаться, что величина N с учетом длительности цикла и его частоты ограничит жизнь прибора гораздо раньше, чем его средняя температура превысит $T_{j\max}$? К тому же из рис. 3 [8.93] следует, что при $T_{j\max} = 140^\circ \text{C}$ (что соответствует техническим условиям), ИО равна нулю вплоть до $t = 45\,000 \text{ ч}!$ (это противоречит данным по эксплуатационной надежности [8.8, 8.87]).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

К главе 1

- 1.1. **Физический** энциклопедический словарь/Гл. ред. А. М. Прохоров. М.: Сов. энциклопедия, 1984.
- 1.2. **Управляемые** полупроводниковые вентили: Пер. с англ./Ф. Джентри, Ф. Гутцвиллер, Н. Голоныяк, Э. фон Застров. М.: Мир, 1967.
- 1.3. **Зя С.** Физика полупроводниковых приборов: Пер. с англ. М.: Мир, 1984.
- 1.4. **Евсеев Ю. А., Дерменжи П. Г.** Силовые полупроводниковые приборы: Учебник для техникумов. М.: Энергоиздат, 1981.
- 1.5. **Силовые** полупроводниковые приборы/В. Е. Челноков, Ю. В. Жилиев, Н. А. Соболев и др.//Силовая преобразовательная техника (Итоги науки и техники). М.: ВИНТИ, 1986. Т. 4. С. 1—108.
- 1.6. **Моделирование** и автоматизация проектирования силовых полупроводниковых приборов/В. П. Григоренко, П. Г. Дерменжи, В. А. Кузьмин, Т. Т. Мнацканов. М.: Энергоатомиздат, 1988.
- 1.7. **Newell W. E.** Dissipation in Solid—State Devices—The Magic of I^{1+N} //IEEE Trans. Ind. Appl. 1976. Vol. 12, N 4. P. 386—396.
- 1.8. **Расчет** силовых полупроводниковых приборов/П. Г. Дерменжи, В. А. Кузьмин, Н. Н. Крюкова и др. М.: Энергия, 1980.
- 1.9. **Блихер А.** Физика тиристорov: Пер. с англ./Под ред. И. В. Грехова. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1981.
- 1.10. **Герлах В.** Тиристоры: Пер. с нем. М.: Энергоатомиздат, 1985.
- 1.11. **Отблеск А. Е., Челноков В. Е.** Физические проблемы в силовой полупроводниковой электронике. Л.: Наука, 1984.
- 1.12. **Гаряинов С. А., Абезгауз И. Д.** Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. М.: Энергия, 1970.
- 1.13. **Бенинг Ф.** Отрицательные сопротивления в электронных схемах. М.: Сов. радио, 1975.
- 1.14. **Челноков В. Е., Евсеев Ю. А.** Физические основы работы силовых полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1973.

К главе 2

- 2.1. **ГОСТ 20859.1-79.** Приборы полупроводниковые силовые единой унифицированной серии. Общие технические условия. М.: Изд-во стандартов, 1985.
- 2.2. **ГОСТ 25529-82.** Диоды полупроводниковые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров. М.: Изд-во стандартов, 1987.

- 2.3. ГОСТ 20332-84. Тиристоры. Электрические параметры. Термины, определения и буквенные обозначения. М.: Изд-во стандартов, 1975.
- 2.4. Chu C. K., Johnson J. E., Spisak P. B. e. a. Design consideration on high power soft recovery rectifiers//Ann. Ind. Appl. Soc. Meet. record, 1980. P. 720—722.
- 2.5. Kao Y. C., Chu C. K. Design Curves for PIN Rectifiers and Thyristors//IEEE Ind. Appl. Soc. Meet. 1981. P. 739—744.
- 2.6. Kamahara K., Kawakami A., Iwamoto H. e. a. 4000 V 2500 A High Voltage High Power Thyristor//IEEE Ind. Appl. Soc. Meet. 1978. P. 1022—1025.
- 2.7. Асина С. С., Кузьмин В. Л., Сурма А. М. Быстродействующие диоды и тиристоры большой мощности//Электротехника. 1988. № 5. С. 7—10.
- 2.8. Рабинерсон А. А., Ашкнази Г. А. Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1976.
- 2.9. Newell W. E. Transient Thermal Analysis of Solid—State Power Devices.— Making a Dreaded Process Easy//IEEE Trans. Ind. Appl. 1976. Vol. 12, N 4. P. 405—420.
- 2.10. Тиристоры (технический справочник): Пер. с англ./Под ред. В. А. Лабунцова и др. М.: Энергия, 1971.
- 2.11. Шнер В. Л. Определение перегрузочной способности силовых полупроводниковых приборов//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1979. № 8. С. 8—11.
- 2.12. Yaws C. L., Dickens L. L., Lutwack R. e. a. Semiconductor Industry Silicon: Physical and Thermodynamic Properties//Solid State Technology. 1981. P. 87—92.

К главе 3

- 3.1. Энергетическая электроника: Справочное пособие: Пер. с нем./Под ред. В. А. Лабунцова. М.: Энергоатомиздат, 1987.
- 3.2. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Недошивин Р. П. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник.—2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1985.
- 3.3. Силовая электроника: Примеры и расчеты/Ф. Чаки, И. Герман, И. Ипшан и др.; Пер. с англ. М.: Энергоиздат, 1982.

К главе 4

- 4.1. Давидов П. Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1976.
- 4.2. Лабунцов В. А., Тугов Н. М. Динамические режимы эксплуатации мощных тиристоров. М.: Энергия, 1976.

К главе 5

- 5.1. Danielson B. E. Studies of turn-off effects in power semiconductor devices//Solid state electronics. 1985. Vol. 28, N 4. P. 375—391.
- 5.2. Mc Murray William. Optimum snubbers for power semiconductors//IEEE Trans. Ind. Appl. 1972. N 8. P. 593—600.
- 5.3. Берконич Е. И., Ковалев В. Н., Ковалев Ф. И. Полупроводниковые выпрямители.—2-е изд., перераб. М.: Энергия, 1978.
- 5.4. De Bruine P., Lawatsch H. Sperrspannungs verlauf einer RC Beschalten Halbleiters beim Abschaltvorgang//BBC Mitt. 1975. N 5. S. 220—224.
- 5.5. Жемеров Г. Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. М.: Энергия, 1977.
- 5.6. Некрасов О. А., Мугинштейн Л. А. Допустимая нагрузка кремниевых вентилях при их последовательно-параллельном включении//Электричество. 1972. № 5. С. 75—79.

К главе 6

- 6.1. Марцинкявичус А.-Й. К., Багданскис Э.-А. К., Пошюнас Р. Л. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров. М.: Радио и связь, 1988.
6.2. Вережкин В. В., Чесноков Ю. А., Савкин А. И. Цифровое устройство для измерения коммутационных параметров тиристоров//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1982. Вып. 5 (142). С. 10—13.
6.3. Лауе Р., Фишер Ф. Измерения в энергетической электронике: Пер. с нем. М.: Энергоатомиздат, 1986.
6.4. Векслер М. С., Теплинский А. М. Шунты переменного тока. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1987.
6.5. Болотин И. Б., Эйдель Л. З. Измерения при испытании аппаратов в режимах короткого замыкания. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988.
6.6. Шваб А. Измерения на высоком напряжении: Измерительные приборы и способы измерения: Пер. с нем. М.: Энергоатомиздат, 1983.

К главе 7

- 7.1. Бабайлов В. М., Третьяков Г. А. Охладители силовых полупроводниковых приборов систем воздушного охлаждения. М.: Информэлектро, 1977.
7.2. Бабайлов В. М. Проблемы и перспективы развития конструкций силовых полупроводниковых приборов и их охлаждающих устройств. Тез. докл. V Всесоюз. научно-технической конференции «Повышение эффективности силовых полупроводниковых приборов и преобразователей на базе новой техники». М.: Информэлектро, 1971.
7.3. Охладители силовых полупроводниковых приборов систем жидкостного охлаждения. Тепловые трубы и термосифоны/В. М. Бабайлов, В. В. Галактионов, В. Д. Портнов, В. Я. Сасин. М.: Информэлектро, 1974.
7.4. Васильев Л. Л., Конев С. В. Низкотемпературные тепловые трубы. Минск: Наука и техника. 1976.
7.5. Арефьев В. А., Алексеев В. А. Проектный расчет оребренных тепловых труб для систем охлаждения РЭА//Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРТО. 1978. № 2. С. 68—75.
7.6. Беляев Н. И. Труды по теории упругости и пластичности. М.: Изд-во технич. теоретич. лит., 1957.
7.7. Малинин Н. Н. Прикладная теория пластичности и ползучести. М.: Машиностроение, 1968.
7.8. Мэнсон С. Температурные напряжения и малоцикловая усталость. М.: Машиностроение, 1974.
7.9. Конструирование силовых полупроводниковых преобразовательных агрегатов/С. Р. Резинский, В. С. Лабковский, И. Х. Евзеров и др. М.: Энергия, 1973.
7.10. Идельчик И. Е. Гидравлические сопротивления. М.: Госэнергоиздат, 1954.
7.11. Туник А. Г. Охлаждение РЭА жидкими диэлектриками. М.: Сов. радио, 1973.

К главе 8

- 8.1. ГОСТ 27.002-89. Надежность в технике. Основные понятия. Термины и определения.—Введ. с 01.07.1990.
8.2. Мердок Дж. Контрольные карты. М.: Финансы и статистика, 1986.

- 8.3. ГОСТ 20.39.312-85. Изделия электротехнические. Требования по надежности.— Введ. с 01.01.87.
- 8.4. Ведерников В. В., Горюнов Н. Н., Голубева Т. Л. О моделях надежности полупроводниковых приборов//Электронная техника. Сер. 12. 1971. Вып. 3. С. 41—44.
- 8.5. Го Вай, Го Юэ. Проблемы ранних отказов: Обзор современного состояния вопроса тренировки//ТИИЭР. 1983. Т. 71, № 11, С. 33—44.
- 8.6. Гнеденко Б. В., Беляев Ю. К., Соловьев А. Д. Математические методы в теории надежности. М.: Наука, 1965.
- 8.7. Стандартизация методов испытаний силовых полупроводниковых приборов на надежность/А. М. Григорьев, А. Н. Ильичев, В. Е. Либбер, В. Л. Шпер//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1981. Вып. 8 (136). С. 24—26.
- 8.8. Григорьев А. М., Шпер В. Л. Влияние факторов нагрузки на надежность СПП в эксплуатации//Электротехника. 1983. № 6. С. 37—40.
- 8.9. Schwickard G. G. Long-Term Life-Tests of Industrial Power Thyristors (SCR's) over 50 000 Hours//IEEE Trans. Reliab. 1976. Vol. 25, N 2. P. 123—125.
- 8.10. Бардин В. М. Надежность силовых полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1978.
- 8.11. Бардин С. М., Бардин В. М. Оценка длительности периода приработки и эффективности технологической тренировки силовых тиристоров//Надежность и контроль качества. 1979. № 1. С. 36—41.
- 8.12. Исследование надежности оптронных тиристоров/О. М. Баев, А. М. Григорьев, Г. А. Синегуб, В. С. Степанов//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1983. Вып. 8, С. 16—18.
- 8.13. Надежность технических систем: Справочник/Ю. К. Беляев, В. А. Богатырев, В. В. Болотин и др.; Под ред. И. А. Ушакова. М.: Радио и связь, 1985.
- 8.14. Григорьев А. М., Синегуб Г. А., Шпер В. Л. Основные направления исследования и повышения надежности силовых полупроводниковых приборов. М.: Информэлектро. 1985. Сер. 05. Вып. 1. С. 1—53.
- 8.15. Као Дж. Модели долговечности и их использование: Пер. с англ./В кн.: Справочник по надежности. М.: Мир, 1969, Т. 1. С. 51—76.
- 8.16. Locher R. E. Large diameter rectifier diodes and thyristor in service reliability//IEEE Conf. Rec. 9th Annu. Ind. Appl. Soc. Meet. N.Y. 1974. P. 463—465.
- 8.17. Comstock W. R., Locher R. E. High Current Diode and SCR Reliability Considerations//IEEE Power Electron. Spec. Conf. 1975. P. 224—233.
- 8.18. Blunt P. Reliable thyristors and triacs in TO-220 plastic packages//Electron. Comp. and Appl. 1979. Vol. 2, N 1. P. 53—63.
- 8.19. Morozowich M., Falvo V. A. Wearout and Failure Rates for Disc Semiconductors//Powerconversion International. 1981. Vol. 7, N 3. P. 71—73.
- 8.20. Chick R. F., Karstaedt W. H. Reliability in the application of high power semiconductors//IEEE Ind. Appl. Soc. 13th Annu. Meet. 1978. P. 1050—1055.
- 8.21. Herr E. A., Pol A., Fox A. Reliability Evaluation and Prediction for Discrete Semiconductors//IEEE Trans. Reliab. 1980. Vol. 29, N 3. P. 208—216.
- 8.22. Аппаратура и методы контроля параметров силовых полупроводниковых приборов/В. М. Бардин, Л. Г. Моисеев, Ж. Г. Сурочан, О. Г. Чебовский. М.: Энергия, 1971.
- 8.23. Портной С. Е., Тенман И. А., Сурип А. В. Вопросы эксплуатационной надежности силовых полупроводниковых приборов и ускоренной оценки ее//Электронная техника. Сер. 8. 1975. № 9. С. 53—60.
- 8.24. SCR Manual Fifth Edition//General Electric Electronics Park, Syracuse, 13201. New York, 1972.
- 8.25. SCR Manual Sixth Edition//General Electric Electronics Park, Syracuse, 13201. New York, 1979.
- 8.26. Дроневиц В. М. Количественная оценка воздействия эксплуатационных факторов нагрузки на интенсивность отказов полупроводниковых приборов//Электронная техника. Сер. 8. 1977. № 1. С. 8—21.

8.27. Питти, Адамс, Кэррелл. Слагаемые надежности полупроводниковых приборов//ТИИЭР. 1974. Т. 62. № 2. С. 6—37.

8.28. Ведерников В. В., Горюнов Н. Н., Чернышов А. А. Причины, механизмы отказов и надежность полупроводниковых приборов. М.: Знание, 1977. Вып. 2.

8.29. Волгина А. Н., Горюнов Н. Н. Исследование распределений отказов (самовключений) тиристоров//Надежность и контроль качества. 1969. № 6. С. 10—18.

8.30. Григорьев А. М., Шнер В. Л. Методы расчета надежности силовых полупроводниковых приборов//Электротехника. 1984. № 5. С. 42—49.

8.31. Машинин С. В. Силовые полупроводниковые приборы в пластмассовом корпусе (конструкция и надежность)//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1978. Вып. 9. С. 22—28.

8.32. Candade V. S. Sequence test method for reliability evaluation of semiconductor devices//Microelectron. Reliab. 1981. Vol. 21, N 2. P. 225—229.

8.33. Лаптева Т. И. Методы расчета надежности тиристоров импульсных систем регулирования напряжения электроподвижного состава городского транспорта//Электричество. 1974. № 12. С. 49—54.

8.34. Бардин В. М. Особенности работы силовых полупроводниковых вентилях в циклическом режиме//Изв. вузов. Сер. Электромеханика. 1971. № 2. С. 185—189.

8.35. Бардин С. М. О законе распределения циклоустойкости тиристоров Т2-320/В кн.: Силовые полупроводниковые приборы и преобразовательные устройства. Саранск: Мордов. ун-т. 1980. С. 32—37.

8.36. Гришуков Л. С., Ситченко Л. С. Исследование характеристик старения полупроводниковых вентилях/В кн.: Тр. ЛИИЖТ. 1974. Вып. 362. С. 109—116.

8.37. Wojtolla P. Temperaturwechselversuche an grossflächigen Thyristoren//Siemens—Z. 1974. Bd. 48, N 8. S. 575—577.

8.38. Плоткина Н. З., Цзин Ю. Д. Испытания силовых тиристоров на (di/dt) -стойкости/В кн.: Тр. НИИПТ. Энергоиздат. Ленингр. отд-ние. 1981. С. 68—74.

8.39. Снегуб Г. А., Шнер В. Л. Исследование (di/dt) -стойкости силовых тиристоров. Постановка проблемы и ее современное состояние//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1981. № 1. С. 12—16.

8.40. Somos I. L. Current conduction for meaningful di/dt test.

8.41. Piccone D. E., Somos I. L. Accelerated life tests for determining the life expectancy of a thyristor due to di/dt failure//IEEE Conf. Rec. 7th Ind. Appl. Soc. Mtg. 1972. P. 469—476.

8.42. Ikeda Sh., Tsuda Sh., Waki Y. The current pulse ratings of thyristors//IEEE Trans. Electr. Dev. 1970. Vol. 17, N 9. P. 690—693.

8.43. Снегуб Г. А. Теоретическая оценка (di/dt) -стойкости силовых тиристоров//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1981. № 9. С. 1—2.

8.44. Гольденблат И. И., Бажанов В. Л., Копьев В. А. Длительная прочность в машиностроении. М.: Машиностроение, 1977.

8.45. Иванов В. А., Коидаков Ю. А., Рожкова Н. Н. Стойкость тиристоров к (di/dt) и надежность их работы//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1981. Вып. 8. С. 26—29.

8.46. Дерменжи П. Г., Ковров А. М., Рудько В. Д., Рухамкин В. М. Предельная (di/dt) -стойкость силовых быстродействующих тиристоров с усиленным управляющим электродом//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1984. Вып. 10. С. 1—3.

8.47. Долгих В. А., Плоткина Н. З., Цзин Ю. Д. Контроль стойкости тиристоров к процессу включения//Электронная техника. Сер. Электрвакуумные и газоразрядные приборы. 1979. Вып. 5. С. 59—65.

8.48. Чесноков Ю. А. Работоспособность тиристоров таблеточной конструкции при многократном воздействии ударного тока//Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1973. Вып. 1. С. 7—8.

8.49. Экспериментальная оценка возможности прогнозирования надежности СПП методами теории распознавания образов / Е. З. Бухтор, А. М. Григорьев, Г. В. Ермачков, Б. В. Крылов. — В кн.: Силовые полупроводниковые приборы и преобразовательные устройства. Саранск, 1976. Вып. 6, С. 3—9.

8.50. Brindle K., Mungenast J., Weil G. The surge current rating of very large semiconductors. Some implications to the equipment designer // IEEE 7th Ind. Appl. Soc. Meet. 1972. P. 841—850.

8.51. Бардин В. М., Волков Б. В. Закон распределения отказов силовых тиристоров при воздействии токовых перегрузок // Электротехн. пром-сть. Сер. Преобразоват. техника. 1976. № 3. С. 1, 2.

8.52. Бардин В. М., Волков Б. В., Бартанов А. Б. Модель долговечности силовых тиристоров при воздействии токовых перегрузок / В кн.: Надежность микроэлектронных схем и элементов. Киев: Наукова думка, 1978. С. 191—196.

8.53. Канур К., Ламберсон Л. Надежность и проектирование систем: Пер. с англ. М.: Мир, 1980.

8.54. Заренин Ю. Г. Контрольные испытания на надежность. М.: Изд-во стандартов, 1970.

8.55. Заренин Ю. Г., Стоянов И. И. Определительные испытания на надежность. М.: Изд-во стандартов, 1978.

8.56. Larson H. R. A Nomograph of the Cumulative Binomial Distribution // Ind. Qual. Control. 1966. Dec. P. 270—278.

8.57. Фишбейн Ф. И. Номограмма, реализующая функцию биномиального распределения // Надежность и контроль качества. 1972. № 12. С. 51—63.

8.58. Барлоу Р., Прошан Ф. Математическая теория надежности: Пер. с англ. / Под ред. Б. В. Гнеденко. М.: Сов. радио, 1969.

8.59. Большой Л. Н., Смирнов Н. В. Таблицы математической статистики. М.: Наука, 1983.

8.60. Оценка показателей безотказности восстанавливаемых объектов по результатам эксплуатации или испытаний. М.: Изд-во стандартов, 1977.

8.61. Фишбейн Ф. И. Графические методы в планировании и обработке результатов испытаний на надежность / В кн.: В помощь слушателям семинара по надежности и прогрессивным методам контроля качества продукции. М.: Знание, 1979. С. 3—55.

8.62. Brindle K., Mungenast J. Differences in behavior of thyristors in AC and DC circuitry // IEEE 12th Ind. Appl. Soc. Meet. 1977. P. 829—832.

8.63. Грищенко А. К., Глух Е. М. Прогнозирование потенциально ненадежных тиристоров на этапе приработки // Применение тиристорных преобразователей в электроэнергетике. М.: ЭНИН, 1972. Вып. 3/1. С. 200—217.

8.64. Стенд для тренировки и испытаний силовых полупроводниковых приборов / М. И. Абрамович, И. В. Кузнецова, В. Е. Либер, А. А. Сакович // Электротехника. 1974. № 6. С. 23—26.

8.65. Buri H., Zeipold P. Anwendungsbezogene Prüfungen schneller Thyristoren // BBC — Nachr. 1979. Bd. 61, N 12. S. 459—564.

8.66. Stoop Th., Jansen M. H. J. Life — testing of high-power thyristors under extreme electrical and thermal condition // IEEE Ind. Appl. Soc. 13th Meet. 1978. P. 1029—1035.

8.67. Гуревич М. К. О выявлении потенциально ненадежных силовых тиристоров по значениям параметров «транзисторной» ВАХ // Электронная техника. Сер. 4. 1980. Вып. 5. С. 31—33.

8.68. Матвеев В. В., Лытаев Р. А. О прогнозировании надежности тиристоров по величине низкочастотных шумов // Электротехника. 1986. № 11. С. 50—52.

8.69. Shappirio J. R., Cook C. F. Modern Analytical Techniques for Failure Analysis // Solid State Technol. 1979. Vol. 22, N 9. P. 89—94.

8.70. Application of New Methods and Techniques for Failure Analysis // Solid State Technol. 1975. Vol. 18, N 3. P. 38—40.

8.71. Richards B. P., Footner P. K. Failure analysis in semiconductor devices — rationale, methodology and practice // Gen. Electr. Comp. J. of Research. 1983. Vol. 1, N 2. P. 74—91.

Ленингр. отд-ние, 1970.

8.73. Сорокин Ю. Г. Влияние дислокаций на электрические параметры p - n переходов // Тр. ВЭИ. М.: Энергия, 1980. Вып. 90. С. 91—101.

8.74. Исследование механизмов снижения напряжения пробоя кремниевых высоковольтных многослойных структур // О. В. Богородский, Т. П. Воронцова, О. С. Жгутова и др. // ЖТФ. 1985. Т. 55. Вып. 7. С. 1419—1425.

8.75. Агаларзаде П. С., Петрин А. И., Изидинов С. О. Основы конструирования и технологии обработки поверхности p - n перехода. М.: Сов. радио, 1978.

8.76. Бардин В. М., Пономарев Е. П. Надежность силовых полупроводниковых приборов при работе в циклических режимах // Электротехника. 1988. № 10. С. 59—61.

8.77. Tsering H. A., Plumlee H. R. Performance degradation of bidirectional triode thyristors due to di/dt stress // Sol. St. Electron. 1971. Vol. 14, N 2. P. 111—113.

8.78. Родов В. И., Синегуб Г. А., Яхнис А. Р. О возможных причинах отказов импульсных тиристоров // Полупроводниковые приборы и их применение. 1973. № 27. С. 117—131.

8.79. Комаишко Г. С., Пастухов А. Ю., Якерсон Л. С. Исследование влияния дефектов, обусловленных механическими напряжениями, на электрические характеристики и механические свойства полупроводниковых структур // Изв. ЛЭТИ. 1984. Вып. 338. С. 82—86.

8.80. Пек, Зирдт. Надежность полупроводниковых приборов на фирме Bell System // ТИИЭР. 1974. Т. 62, № 2. С. 65—104.

8.81. Швер В. Л. Номограммы для расчета показателей надежности невосстанавливаемых элементов // Надежность и контроль качества. 1987. № 6. С. 3—10.

8.82. Гугушвили Дж. Ф., Жгенти И. Д., Намичейшвили О. М. К вопросу ускоренных испытаний на надежность // Изв. АН СССР. Сер. Техническая кибернетика. 1975. № 2. С. 96—99.

8.83. Седакин Н. М. Об одном физическом принципе надежности // Изв. АН СССР. Сер. Техническая кибернетика. 1966. № 3. С. 80—87.

8.84. Сотсков Б. С. Основы теории и расчета надежности элементов и устройств автоматики и вычислительной техники. М.: Высшая школа, 1970.

8.85. Григорьев А. М., Погасий Е. Ф. Оценка эксплуатационной надежности силовых полупроводниковых приборов // Тр. ВЭИ. 1980. Вып. 90. С. 125—134.

8.86. Farnholtz D. F. Operational life testing of semiconductor devices // West. Elec. Eng. 1981. Vol. 25, N 3. P. 3—9.

8.87. Григорьев А. М., Швер В. Л. Результаты экспериментального исследования показателей надежности СПП // Электротехника. 1991. № 1. С. 53—57.

8.89. Мубаракиши Ф. Х. Расчет надежности вентиляльных блоков с неравномерным делением тока между ветвями // Автоматизация энергосистем и энергоустановок пром. предприятий. Челябинск. 1987. С. 66—68.

8.90. Гаскаров Д. В., Зозанян С. И., Семенов В. М. Построение модели надежности при двухступенчатом температурном испытании // Пром-сть Армении. 1984. № 4. С. 33—35.

8.91. Афанасьев А. И. К вопросу выбора закона распределения отказов при расчете вероятности безотказной работы тиристорных устройств // Надежность и контроль качества. 1980. № 7. С. 18—22.

8.92. Матвеев В. В. Оценка и прогнозирование надежности тиристора по текущему качеству его структуры // Электронная техника. Сер. УКСМИ. 1984. Вып. 1. С. 27—29.

8.93. Хазен М. М., Семенов Г. М. Влияние температурного режима p - n -структуры на интенсивность образования дефектов в контактных соединениях силовых полупроводниковых диодов в условиях эксплуатации // Дефектоскопия. 1982. № 3. С. 85—89.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. Принцип действия и основные свойства полупроводниковых выпрямительных диодов и триодных тиристоров, не проводящих в обратном направлении	6
1.1. Общие положения	6
1.2. Электронно-дырочный переход	9
1.3. Силовой полупроводниковый выпрямительный диод	11
1.4. Силовой триодный тиристор, не проводящий в обратном направлении	17
Глава 2. Параметры и характеристики силовых диодов и тиристоров	32
2.1. Общие сведения о параметрах и характеристиках СПП	32
2.2. Основные параметры силовых диодов и тиристоров	34
2.3. Основные тепловые параметры и характеристики диодов и тиристоров	40
2.4. Классификация силовых диодов и тиристоров	45
2.5. Условные обозначения силовых полупроводниковых выпрямительных диодов и триодных тиристоров, не проводящих в обратном направлении	49
2.6. Особенности силовых диодов и тиристоров как электротехнических изделий, комплектующих схему силового полупроводникового преобразовательного устройства	53
Глава 3. Исходные данные для расчета и выбора диодов и тиристоров и условий их охлаждения	57
3.1. Режимы и условия работы диодов и тиристоров	57
3.2. Классификация силовых полупроводниковых преобразовательных устройств	60
3.3. Особенности расчета и выбора диодов и тиристоров	63
Глава 4. Расчет и выбор диодов и тиристоров, условий их охлаждения и расчет системы управления тиристорами	78
4.1. Расчет и выбор типа СПП и условий его охлаждения по рабочему току	78

4.2. Выбор класса СПП по рабочему напряжению	97
4.3. Проверка СПП и условий его охлаждения по температуре нагрева рабочим током	102
4.4. Проверка СПП по аварийному току	116
4.5. Выбор коммутационных параметров СПП	125
4.6. Определение параметров управляющих импульсов и схемы управления тиристором	134
4.7. Пример расчета и выбора СПП и условий его охлаждения	147
Глава 5. Методы и средства ограничения воздействий на диоды и тиристоры по току и напряжению в нормальных и аварийных режимах работы	162
5.1. Требования к методам и средствам ограничения электрических воздействий	162
5.2. Выбор вида и расчет элементов для ограничения аварийного тока	163
5.3. Ограничение коммутационных перенапряжений на СПП	167
5.4. Ограничение схемных и сетевых перенапряжений, воздействующих на СПП	190
5.5. Групповое соединение СПП	215
5.6. Некоторые схемы подключения ограничительных устройств	235
Глава 6. Методы и средства измерения электрических воздействий на диоды и тиристоры в схемах преобразовательных установок	242
6.1. Требования к методам измерений	242
6.2. Измерение среднего и эффективного тока, проходящего через СПП, и мощности потерь в стационарном режиме	243
6.3. Измерение мгновенных значений тока в процессе включения и выключения СПП	247
6.4. Измерение напряжений, действующих на СПП	251
6.5. Контроль параметров сигналов управления тиристоров и измерение температуры СПП	254
6.6. Современные методы измерения электрических воздействий на диоды и тиристоры	256
6.7. Погрешности измерения быстроменяющихся токов с помощью безындуктивных (малоиндуктивных) шунтов	265
Глава 7. Охлаждение диодов и тиристоров преобразовательных устройств	269
7.1. Общие технические требования, предъявляемые к охладителям СПП	269
7.2. Конструкции охладителей	274
7.3. Воздушное охлаждение СПП	279
7.4. Жидкостное охлаждение СПП	311
7.5. Испарительное погружное охлаждение СПП	325
Глава 8. Надежность силовых полупроводниковых приборов	335
8.1. Основные понятия и термины теории надежности	335
8.2. Показатели надежности СПП и их зависимости от режимов работы	338
8.3. Методы оценки и контроля ПН СПП	362
8.4. Виды и механизмы отказов СПП	388
8.5. Методы расчета показателей надежности СПП в различных режимах	392
Список литературы	424